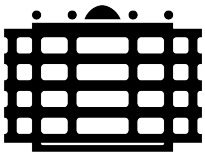
Roman Forke

Mikromechanisches kraftgekoppeltes Sensor-Aktuator-System für die resonante Detektion niederfrequenter Schwingungen

Roman Forke

Mikromechanisches kraftgekoppeltes Sensor-Aktuator-System für die resonante Detektion niederfrequenter Schwingungen



TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ

Universitätsverlag Chemnitz

2012

Impressum

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Angaben sind im Internet über http://dnb.d-nb.de abrufbar.

Zugl.: Chemnitz, Techn. Univ., Diss., 2012

Technische Universität Chemnitz/Universitätsbibliothek
Universitätsverlag Chemnitz
09107 Chemnitz
http://www.bibliothek.tu-chemnitz.de/UniVerlag/

Herstellung und Auslieferung
Verlagshaus Monsenstein und Vannerdat OHG
Am Hawerkamp 31
48155 Münster
http://www.mv-verlag.de

ISBN 978-3-941003-74-3

http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:ch1-qucosa-100498

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis der Symbole und Abkürzungen **ix**

Vorwort **xv**

1 Einleitung **1**

2 Zustandsüberwachung mit Vibrationssensoren **5**
2.1 Mechanische Schwingungen an Maschinen 5
2.2 Detektion mechanischer Schwingungen 9
2.3 Mikromechanische Vibrationssensoren 11
2.4 Frequenzselektive Vibrationssensorik 12

3 Prinzip der kraftgekoppelten Schwinger **15**
3.1 Anforderungen an das mikromechanische System 15
3.2 Funktionsweise und prinzipieller Aufbau 16
3.3 Multiplikative Kraftkopplung 18
3.4 Ansteuerung und Auswertung 20

4 Entwurf des mikromechanischen Sensor-Aktuator-Systems **23**
4.1 Fertigungstechnologie 23
4.2 Fluiddämpfung 28
4.2.1 Slide Film Dämpfung 31
4.2.2 Squeeze Film Dämpfung 33
4.2.3 Fluidische Dämpfung komplexer mikromechanischer Systeme 35
4.3 Gestaltung der Funktionselemente 40
4.3.1 Seismische Masse 40
4.3.2 Federn 40
4.3.3 Dämpfer 43
4.3.4 Elektroden 44
4.3.5 Anschläge 52

4.4 Mikromechanisches Sensor-Aktuator-System . . . 54
4.4.1 Lösung der Bewegungsgleichung im Frequenzbereich . . . 55
4.4.2 Dimensionierung der Feder-Masse-Dämpfer-Systeme . . . 60
4.4.3 Elektrostatische Koppelkraft . . . 62
4.4.4 Auswertung durch Detektion der Umladeströme . . . 68
4.4.5 Übersicht über die Strukturparameter . . . 69
4.4.6 Berechnung der Empfindlichkeit des FCOS . . . 71
4.4.7 Erstellen der Maskendaten . . . 72
4.4.8 FEM-Modell zur strukturmechanischen Analyse . . . 73
4.4.9 Simulation des Gesamtsystems . . . 75

5 Charakterisierung des mikromechanischen Systems 79
5.1 Messverfahren . . . 79
5.2 Messergebnisse . . . 83
5.2.1 Bestimmung von Eigenfrequenz und Bandbreite . . . 83
5.2.2 Dynamisches Verhalten . . . 88
5.2.3 Abmessungen und Form der geätzten Siliziumstrukturen . . . 90
5.3 Toleranzanalyse . . . 91
5.4 Nachweis des Funktionsprinzips . . . 94

6 Analoge Elektronik zur Signalgewinnung 97
6.1 Aufbau der analogen Elektronik . . . 97
6.1.1 Elektrostatische Anregung . . . 98
6.1.2 Strom-Spannungs-Wandlung . . . 99
6.1.3 Demodulation . . . 101
6.1.4 Gleichrichtung . . . 102
6.2 Simulation . . . 103
6.3 Messsystem . . . 106
6.4 Messergebnisse . . . 108

7 Zusammenfassung und Ausblick 115

A Berechnung der mittleren freien Weglänge 119

B Ergänzende Gleichungen zur Berechnung der Dämpfung 121

C PSpice Modell des MEMS-Sensors 123

D Ergänzungen zum Messsystem 127

Literaturverzeichnis xvii

Abbildungsverzeichnis xxv

Tabellenverzeichnis xxix

Thesen xxxi

Verzeichnis der Symbole und Abkürzungen

Lateinische Buchstaben

a	Beschleunigung
A	Fläche
b	Breite
BB	Bandbreite
c	Schallgeschwindigkeit
C	Kapazität
C_0	Grundkapazität
C_x	erste Ableitung der Kapazität nach x
C_{xx}	zweite Ableitung der Kapazität nach x
d	Luftspalt, Elektrodenabstand
d	Dämpfung
D	Diode
E	Energie
E	Elastizitätsmodul
f	Frequenz
f_0	Eigenfrequenz
F	Kraft
g	Erdbeschleunigung ($g \approx 9{,}81\, m/s^2$ in Deutschland)
h	Höhe
I	Flächenträgheitsmoment
i, I	Strom
I_{ac}	Wechselstrom
I_{dc}	Gleichstrom

j	imaginäre Zahl ($j = \sqrt{-1}$)
k	Federsteifigkeit
Kn	*Knudsen*-Zahl
K	Koppelkoeffizient
l	Länge
m	Masse
Ma	*Mach*-Zahl
N_A	*Avogadro*-Konstante ($6{,}022142 \cdot 10^{23}\,\mathrm{mol}^{-1}$)
mu	Maskenunterschnitt
n	Anzahl
$\vec{n}$	Normalen-Einheitsvektor
$\vec{n_v}$	Einheitsvektor in Strömungsrichtung
p	Pitch, Abstand zwischen zwei Kammzinken
p	Druck
p_0	Referenzdruck ($1013{,}25\,\mathrm{mbar}$)
Q	Ladung
Q	Resonanzgüte
r	Abstand zur Rückwand
R	universelle Gaskonstante ($8{,}3145\,\mathrm{J\,mol^{-1}\,K^{-1}}$)
R	Widerstand
Re	*Reynolds*-Zahl
S	Sensitivität
t	Zeit
T	Temperatur
u, U	Spannung
U_ac	Wechselspannung
U_dc	Gleichspannung
v	Geschwindigkeit
V	Verstärkung
x	Koordinate, Weg bzw. Auslenkung
y	Koordinate
z	Koordinate

Griechische Buchstaben

α	Winkel
Γ	Halbwertsbreite
δ	Flankenwinkel
ε	Permittivität
η	Abstimmverhältnis
η	dynamische Viskosität
ϑ	Dämpfungsmaß
λ	mittlere freie Weglänge
λ_0	mittlere freie Weglänge bei Druck p_0
ν	kinematische Viskosität
ξ	Volumenviskosität
π	Kreiszahl
ρ	Dichte
σ	Sqeeze-Zahl
τ	Scherspannung
φ	Phasenwinkel
χ	Aspektverhältnis b/l
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Eigenkreisfrequenz

Indizes

a	Ausgang
ae	analoge Elektronik
bb	Breitbandschwinger
c	Cut-Off
char	charakteristisch
d	Detektion
D	Dämpfung, Dämpfer
diff	differenziell
e	Eingang bzw. Erregung

eff	effektiv
einf	einfach
el	elektrostatisch
ez	Elementarzelle
f	Feder
g	gerade
g	Grenz
k	Kamm
K	Steifigkeit
kin	kinetisch
L	Leitung
lv	linear variiert
max	Maximum
mec	mechanisch
min	Minimum
o	oben
p	parasitär
pol	Polarisation
pot	potenziell
r	Resonanz
ref	Referenz
rel	relativ
rr	Resonator
s	Substrat
sl	Slide Film
sq	Squeeze Film
t	Träger
u	unten
z	Zinken

Abkürzungen

a.U.	Arbitrary Unit (willkürliche Einheit)
AM	Amplitudenmodulation
APDL	ANSYS Parametric Design Language
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BDRIE	Bonding and Deep Reactive Ion Etching
BESOI	Bond and Etch-Back Silicon On Insulator
CMP	Chemical Mechanical Polishing
DIN	Deutsches Institut für Normung
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
DMD	Digital Micromirror Device
FCOS	Force Coupled Oscillator System
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFT	Fast Fourier-Transformation
FMD	Feder-Masse-Dämpfer
FWHM	Full Width Half Maximum (Halbwertsbreite)
GDSII	Graphic Data System II
HARM	High Aspect Ratio Micromachining
ISO	Internationale Organisation für Normung
	(engl. International Organization for Standardization)
JFET	Junction Field Effect Transistor
MEMS	Micro Electro Mechanical System
MSA	Micro System Analyzer
OPV	Operationsverstärker
OSB	Oberes Seitenband
PMA	Planar Motion Analyzer
PRN	Pseudo-Random-Noise
REM	Raster-Elektronen-Mikroskop
SB	Seitenband
SCREAM	Single Crystal Reactive Etching and Metallization
SFB	Silicon Fusion Bonding
Si	Silizium

SIMOX	Separation by Ion Implantation of Oxygen
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOI	Silicon on Insulator
TU	Technische Universität
USB	Unteres Seitenband
ZF	Zwischenfrequenz
ZfM	Zentrum für Mikrotechnologien

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeiten an der Professur für Mikrosystem- und Gerätetechnik der TU Chemnitz im Zeitraum von 2005 bis 2009. Die ersten Vorarbeiten entstanden im Rahmen des von der DfG geförderten Sonderforschungsbereichs 379 „Mikromechanische Sensor- und Aktorarrays“ im Teilprojekt A4 „Adaptive Mehrbereichs-Sensorarrays zur Vibrationsanalyse“. Seit Anfang 2006 wurden die Arbeiten im Rahmen einer externen Doktorandenstelle von der Siemens AG, IA&DT, Abteilung ATS 2 in Nürnberg unterstützt und seit 2007 zusätzlich durch das „Ernst von Siemens Promotionsstipendium“ aufgewertet. Seit Ende 2009 bin ich am Fraunhofer ENAS angestellt und beschäftige mich vorwiegend mit dem Entwurf und Systemdesign mikromechanischer Inertialsensorik, insbesondere MEMS Drehratesensoren.

Ich bedanke mich hiermit bei allen ehemaligen und jetzigen Kolleginnen und Kollegen der Professur für Mikrosystem- und Gerätetechnik, des Zentrums für Mikrotechnologien und des Fraunhofer ENAS für die stets freundliche Arbeitsatmosphäre und die hervorragende Zusammenarbeit sowie die Präparation der mikromechanischen Systeme.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Jan Mehner für die fachliche Unterstützung, die Anregung zur Entwicklung eines derartigen Sensorsystems und die Betreuung meiner Promotion. In gleichem Maße danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfram Dötzel für das langjährige Interesse und die wertvollen Hinweise zur Erstellung dieser Arbeit. Ich danke den Herren Dr. Thomas Wolf und Dr. Dirk Scheibner, die mir die Promotion mit Unterstützung der Siemens AG ermöglicht und die Arbeit extern betreut haben. Ein großer Dank geht an Frau Prof. Dr.-Ing. habil. Karla Hiller für die Unterstützung und Betreuung der Präparationen am ZfM. Bei Dr.-Ing. Alexey Shaporin, Dipl.-Ing. Marian Hanf und Dr.-Ing. Detlef Billep bedanke ich mich für die hilfreichen Diskussionen.

Zu guter Letzt danke ich meiner Familie für die langjährige Unterstützung und insbesondere meiner Frau und meinen beiden Töchtern für das entgegengebrachte Verständnis.

Chemnitz, im Dezember 2011 *Roman Forke*

Kapitel 1

1 Einleitung

Im industriellen Umfeld findet die vorbeugende Zustandsüberwachung für Maschinen hinsichtlich der Verschleiß- und Defekterkennung ein weites Einsatzgebiet. Ziel ist es, die Sicherheit und Effizienz dieser Maschinen zu steigern und somit ungeplante Produktionsausfälle zu vermeiden und Standzeiten zu verlängern. Dadurch wird ein wichtiger Beitrag zur Kosteneinsparung geleistet. Die Zustandsüberwachung kann auf unterschiedlichen Wegen erfolgen. So werden z. B. Sensoren zur Überwachung von Temperatur und Strom eingesetzt. Ein Anstieg der Stromaufnahme oder der Temperatur der Maschine ist hierbei ein Anzeichen für einen erhöhten Verschleiß. Genauere Aussagen bezüglich der Ursache oder der Herkunft des Problems werden jedoch erst durch eine Analyse der mechanischen Schwingungen der Maschine möglich [Fil95, Wow91].

Die Vorgehensweise bei der Schwingungsanalyse gestaltet sich sehr vielfältig und reicht von einer permanenten Überwachung an sicherheitsrelevanten Anlagen bis hin zu stichprobenartigen Untersuchungen einzelner Objekte mit Hilfe von transportablen Messsystemen. Die mechanischen Schwingungen werden hierzu vornehmlich mit einem breitbandigen Beschleunigungsaufnehmer aufgenommen. Die Auswertung der Sensorsignale kann wiederum in verschiedenen Domänen stattfinden. Im Zeitbereich wird z. B. der Effektivwert genutzt. Sobald dieser einen definierten Grenzwert übersteigt, gilt das Bauteil als defekt und muss erneuert werden [DIN95]. Das Problem entsteht hier bereits bei der Definition des Grenzwertes, welcher von verschiedensten Umgebungsfaktoren beeinflusst wird. Eine sehr weit verbreitete Methode und damit Grundlage für die vorliegende Arbeit ist die Auswertung der Information im Frequenzbereich. Hierfür werden schadensrelevante charakteristische Frequenzen analysiert. Diese sind z. B. die Drehfrequenz oder ihre Harmonischen [Wir98]. Eine weitere Möglichkeit ist die Auswertung im Zeit-Frequenzbereich. Mit einer aufwendigen Signalanalyse, wie z. B. Wavelet-Transformation oder Short-Time-Fourier-Transformation, wird dabei das Frequenz-Intensitäts-Zeitverhalten bzw. die Veränderungen von Frequenzkomponenten über die Zeit betrachtet [LWGL08, SRB07].

Durch die relativ hohen Kosten der Beschleunigungsaufnehmer bzw. der kompletten Analysesysteme wird die permanente Überwachung gegenwärtig nur vereinzelt eingesetzt. Als Folge werden die nicht überwachten und stark beanspruchten Maschinenelemente bereits

vor dem Ende ihrer typischen Standzeit präventiv ausgetauscht. Ausfälle durch unerwartete Drifts während der Laufzeit können somit jedoch nicht verhindert werden. Im Gegensatz dazu können mit der permanenten Überwachung frühzeitig die Anzeichen für Verschleiß oder Defekte registriert werden. Durch die Möglichkeit, die Lebensdauer kritischer Maschinenelemente vollständig auszunutzen und gleichzeitig notwendige Instandsetzungsmaßnahmen in Abstimmung mit dem Produktionsplan einzutakten, ergibt sich ein bedeutender ökonomischer Vorteil.

Die ständige Weiterentwicklung mikromechanischer Beschleunigungsaufnehmer und deren Fertigung im Batch-Prozess eröffnen wesentlich bessere Chancen für eine permanente Überwachung. Die sogenannten MEMS (Micro Electro Mechnical Systems)-Sensoren können mit deutlich niedrigeren Kosten hergestellt werden und halten als Massenprodukt Einzug in die Automobil- und Konsumgüterindustrie, wie z. B. Beschleunigungssensoren im Kraftfahrzeug, im Telefon, in der Festplatte oder in der Spielkonsole. Als Werkstoff der Mikrosystemtechnik hat Silizium (Si) neben seinem exzellenten elektrischen Verhalten herausragende mechanische Eigenschaften wie z. B. eine große Bruchfestigkeit sowie ein linear elastisches Verhalten und zeigt nahezu keine Ermüdungserscheinungen [Meh00]. Die niedrigen Herstellungskosten ermöglichen den Einsatz der MEMS-Sensoren auch für die permanente Schwingungsüberwachung an Maschinen und Antrieben. Obwohl sie hinsichtlich Empfindlichkeit und Bandbreite noch nicht die Leistungsfähigkeit feinwerktechnisch hergestellter piezoelektrischer Sensoren erreichen, sind sie für den Einsatz zur permanenten Überwachung gut geeignet.

Für die Verschleißdiagnose hat sich gezeigt, dass es ausreicht, lediglich einzelne Spektrallinien zu überwachen. Somit können kritische Betriebszustände frühzeitig erkannt und Folgeschäden verhindert werden. Eine direkte Überwachung der einzelnen Frequenzen mit hochempfindlichen Beschleunigungsaufnehmern kann mit Hilfe von resonanten Sensoren geschehen, deren Resonanzfrequenz auf die Messfrequenz abgestimmt ist. Die Vorteile dieses Messverfahrens gegenüber einer breitbandigen Schwingungserfassung ergeben sich aus einer signifikanten Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses (engl. Signal-to-noise ratio, SNR) und einer Reduktion des Schaltungsaufwandes, da die sonst benötigte Fast Fourier-Transformation (FFT) auf eine dem Sensor inhärente Filterwirkung zurückzuführen ist [FLI+97]. Die an der TU Chemnitz bereits entwickelten mikromechanischen frequenzselektiven Vibrationssensoren basieren auf einer Array-Anordnung einzelner Resonatoren, die durch mechanische oder elektrostatische Kräfte abgestimmt werden. Der Frequenzbereich dieser Sensorarrays beträgt 1 kHz bis 10 kHz [Sch05, Wib02]. Kritische Maschinenschwingungen entstehen allerdings auch im Bereich unterhalb von 1 kHz.

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines neuartigen Sensorsystems, das durch die Kombination von Wirkprinzipien aus der Informationstechnik und der Mikromechanik eine frequenzselektive Sensorwirkung auch für Frequenzen unterhalb 1 kHz zulässt. Diese Vereinigung von Informationstechnik und Mikromechanik in einem mikromechanischen Sensor-Aktuator-System ist neu und wurde in diesem Zusammenhang in der Literatur noch nicht beschrieben. Das neu entwickelte Sensorsystem besteht aus zwei schwingungsfähigen Feder-Masse-Dämpfer (FMD)-Systemen, mit denen über eine elektromechanische Modulation eine Abstimmung auf die Messfrequenz realisiert wird und somit eine resonante Messung für verschiedene Frequenzen möglich ist. Die Vorteile dieser Variante sind die relativ einfache spektrale Signalerfassung und die Auswertung ohne aufwendige Rechenoperationen. Da sich das mikromechanische Sensorsystem zudem kostengünstig realisieren lässt, ist es vor allem für die permanente Zustandsüberwachung geeignet.

Im Anschluss an die Einleitung wird in Kapitel 2 der aktuelle Stand der Technik für die Maschinendiagnose mit Vibrationssensoren dargestellt. Es wird die Entstehung mechanischer Schwingungen an Maschinen erklärt und ein Überblick über die bei der Schwingungsanalyse eingesetzten Sensoren und Messsysteme gegeben.

In Kapitel 3 werden das Funktionsprinzip und der Aufbau der neuartigen mikromechanischen Struktur beschrieben. Die Transformation des aus der Informationstechnik bekannten Superheterodyn-Prinzips in die mechanische Domäne wird eingehend erläutert. Außerdem wird beschrieben, wie die multiplikative Kraftkopplung im mikromechanischen System realisiert wird.

Der Entwurf des mikromechanischen Sensor-Aktuator-Systems wird in Kapitel 4 erläutert. Als Grundlage wird die Silizium-Fertigungstechnologie BDRIE (Bonding and Deep Reactive Ion Etching) vorgestellt. Weiterhin werden unterschiedliche Funktionselemente der Mikrosystemtechnik und deren Einsatz im Sensorsystem betrachtet. Dieses Kapitel erläutert den gesamten Entwurfsablauf und spezifiziert die Parameter des Sensor-Aktuator-Systems. Neben den Ergebnissen aus der FE (Finte-Elemente)-Simulation wird ein Systemmodell vorgestellt.

Die Charakterisierung der mikromechanischen Struktur wird in Kapitel 5 behandelt. Es werden unterschiedliche Messverfahren erläutert und die mechanischen Eigenschaften und Kennwerte wie Resonanzfrequenz und Güte der mikromechanischen Systeme diskutiert. Ferner wird der Einfluss von Formtoleranzen untersucht und das Funktionsprinzip nachgewiesen.

In Kapitel 6 wird eine analoge Elektronik vorgestellt, die dazu dient, die mikromechanischen Strukturen zu charakterisieren und außerdem dazu verwendet wird, Messungen mit den Sensoren vorzunehmen. Es wird eine kombinierte Ansteuerungs- und Detektionsschaltung entwickelt und aufgebaut. Im Anschluss werden das Messsystem zusammen mit einer eigens entwickelten Software erprobt und die Messergebnisse vorgestellt und ausgewertet.

In Kapitel 7 werden die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf weiterführende Entwicklungen gegeben.

Kapitel 2

2 Zustandsüberwachung mit Vibrationssensoren

Die Schwingungsanalyse ist ein weit verbreitetes Mittel der Zustandsüberwachung von Maschinen. Sie wird eingesetzt, um die Maschine vor fatalen Schäden und unerwartetem Stillstand zu bewahren. In diesem Kapitel wird die Entstehung von Maschinenschwingungen beschrieben sowie eine Übersicht bereits existierender Methoden und Werkzeuge zur Schwingungsüberwachung gegeben. Neben den relativ kostenintensiven feinwerktechnisch hergestellten Sensoren werden zunehmend mikromechanische Beschleunigungsaufnehmer verwendet, die vor allem für die permanente Schwingungsüberwachung geeignet sind. Am Ende des Kapitels wird das frequenzselektive Arbeitsprinzip als eine Alternative zum oft verwendeten breitbandigen Messprinzip vorgestellt.

2.1 Mechanische Schwingungen an Maschinen

Der Betrieb von Maschinen führt, bedingt durch bewegte bzw. rotierende Elemente, in jedem Fall zu mechanischen Schwingungen. Diese entstehen meist durch kleinere mechanische Fehler, wie z. B. Materialinhomogenitäten innerhalb der Lager, oder unausgewogene Massenverteilungen, die zu Unwuchten führen, und sind unerheblich, solange gewisse Grenzwerte nicht überschritten werden. Durch die Schwingungen der Maschine im Betrieb entsteht ein charakteristisches Abbild des mechanischen Zustandes. Aus diesem Grund wird die Schwingungsanalyse für die Zustandsüberwachung eingesetzt.

Rückblickend wird dieses Prinzip der Zustandsüberwachung bereits seit der Erfindung der Maschine angewandt. Die Beurteilung des Laufgeräusches einer Maschine mit dem Ohr, evtl. unter Zuhilfenahme eines Hörrohrs, ist nichts anderes als eine Schwingungsüberwachung. Da die Schwingungen bereits im „neu“-Zustand der Maschine auftreten, geben sie schon frühzeitig einen Hinweis auf sich anbahnende Probleme [KW08].

Im einfachsten Fall variiert die entstandene Schwingung sinusförmig mit der Zeit und es ergeben sich die folgenden mathematischen Zusammenhänge für

$$\text{Weg:} \quad x = \hat{x} \sin(\omega t + \varphi), \tag{2.1}$$

$$\text{Geschwindigkeit:} \quad \dot{x} = \omega \hat{x} \cos(\omega t + \varphi) \text{ und} \tag{2.2}$$

$$\text{Beschleunigung:} \quad \ddot{x} = -\omega^2 \hat{x} \sin(\omega t + \varphi). \tag{2.3}$$

Dabei ist $\hat{x}$ die Amplitude, ω die Kreisfrequenz und φ der Phasenwinkel der Schwingung.

Es sind weit komplexere Schwingformen möglich, die sich als Überlagerungen sinusförmiger Schwingungen verschiedener Frequenzen betrachten lassen. Meistens sind dies eine oder mehrere harmonische Reihen. In der Praxis ist generell davon auszugehen, dass die mechanischen Schwingungen nicht rein sinusförmig auftreten. Vielmehr ist zu erwarten, dass die Schwingungen durch ein Gemisch von Harmonischen mit unterschiedlichen Amplituden und Phasen charakterisiert sind [Ree98].

Die Maschinenschwingungen oder auch Vibrationen treten in erster Linie an Motoren, Pumpen, Spindeln, Lüftern und Turbinen auf und sind in ihrer Frequenz durch die Drehzahl sowie konstruktiv bedingte periodische Ereignisse (z. B. Kugel- bzw. Walzenumlauf) definiert. Die durch die Drehzahl verursachten Frequenzen liegen größtenteils im Bereich bis zu 100 Hz. Teilweise werden deren Harmonische bis in den Kilohertz-Bereich ausgewertet. Durch Materialschädigungen wie z. B. fortschreitende Rissbildungen oder Ausbrüche auf der Lauffläche von Kugellagern können auch Frequenzen bis mehrere 10 kHz auftreten [FBA01, Wow91]. Dabei spricht man von Schallemission oder auch Acoustic Emission.

Meistens werden die Schwingungen am Gehäuse der Maschine, möglichst in der Nähe der Quelle, gemessen, um Rückschlüsse auf die inneren Kräfte und somit auf eine mögliche Schädigung zu ziehen [KW08]. Die Ursache der Schwingungen liegt im Verschleiß und den damit verbundenen kleineren Defekten in den Lagern der entsprechenden Maschinenkomponenten. Die Lagerschädigung selbst ist mit einem Anteil von ca. 75 % die häufigste Ursache für den Maschinenausfall [Gre05]. Ziel der Zustandsüberwachung ist, die Auswirkungen des erhöhten Verschleißes, wie z. B.

- eine reduzierte Maschinenlaufzeit,
- einen unerwarteten Ausfall der Maschine,
- eine schlechte Produktqualität oder
- einen erhöhten Energiebedarf, zu vermeiden [KW08, Gol99, Wow91].

Sind keine Vorkenntnisse zur Maschine vorhanden, kommen z. B. die in der ISO 10816 [DIN95] festgelegten allgemeinen Grenzwerte für Maschinenschwingungen zum Einsatz

(siehe Tab. 2.1). Die Einstufung erfolgt in *gut*, *brauchbar*, *noch zulässig* und *unzulässig*. Für den Fall, dass bereits Daten der „gesunden“ Maschine vorliegen (z. B. durch Vibrationsmessungen im Neuzustand), können die allgemeinen vier Stufen der ISO abgewandelt werden. Hierbei stehen die drei Folgestufen in einem (selbst) definierten Verhältnis zum Zustand der „gesunden“ Maschine [Ree98]. Ein Beispiel für diesen Fall wird in Tab. 2.2 gezeigt.

Die typischen Grenzwerte, die in nationalen und internationalen Normen wie z. B. in der bereits angesprochenen ISO 10816 festgelegt sind, beziehen sich auf breitbandige Messungen im Frequenzbereich zwischen 10 Hz und 1 kHz. Allerdings steht die Bewertung in keinem Zusammenhang mit dem tatsächlich vorhandenen Verschleiß. Die Grenzwerte in Tab. 2.1 spiegeln Erfahrungswerte wider, die auf eine Belastung der Maschinenbaugruppe, Fundamente, Umgebung und Menschen durch die Schwingungen schließen lassen. Die vorgegebenen Werte eignen sich nicht für Diagnosezwecke, dienen jedoch als Anhaltspunkte für den zu erwartenden Amplitudenbereich. Andere Beurteilungsmaßstäbe unterscheiden zudem frequenzabhängig zwischen Schwingweg, Schwinggeschwindigkeit und Schwingbeschleunigung. Ein Beispiel dafür zeigt das Nomogramm in Abb. 2.1 von der *International Research and Development Corporation* (IRD) aus dem Jahr 1964, das noch immer als Grundlage zur Festlegung der Grenzwerte in der Maschinendiagnose dient.

Tab. 2.1: Typische Grenzwerte für die Einteilung verschiedener Maschinengruppen aus der internationalen Norm DIN ISO 10816 [DIN95]

Effektivwert der Schwinggeschwindigkeit in mm/s	Klasse I kleine Maschinen	Klasse II mittelgroße Maschinen	Klasse III große Maschinen	Klasse IV Turbomaschinen
0,28	gut	gut	gut	gut
0,45				
0,71				
1,12	brauchbar			
1,8		brauchbar		
2,8	zulässig		brauchbar	
4,5		zulässig		brauchbar
7,1	unzulässig		zulässig	
11		unzulässig		zulässig
18			unzulässig	
28				unzulässig
45				

Tab. 2.2: Beispiel für die modifizierte Einstufung der Grenzwerte [Ree98]

Stufe	**Beurteilung**	**Beurteilungsmaßstab**
1	Messwerte im Neuzustand der Maschine	„Good levels“
2	Erster Alarm	3 × „Good levels“
3	Zweiter Alarm	6 × „Good levels“
4	Abschaltung	10 × „Good levels“

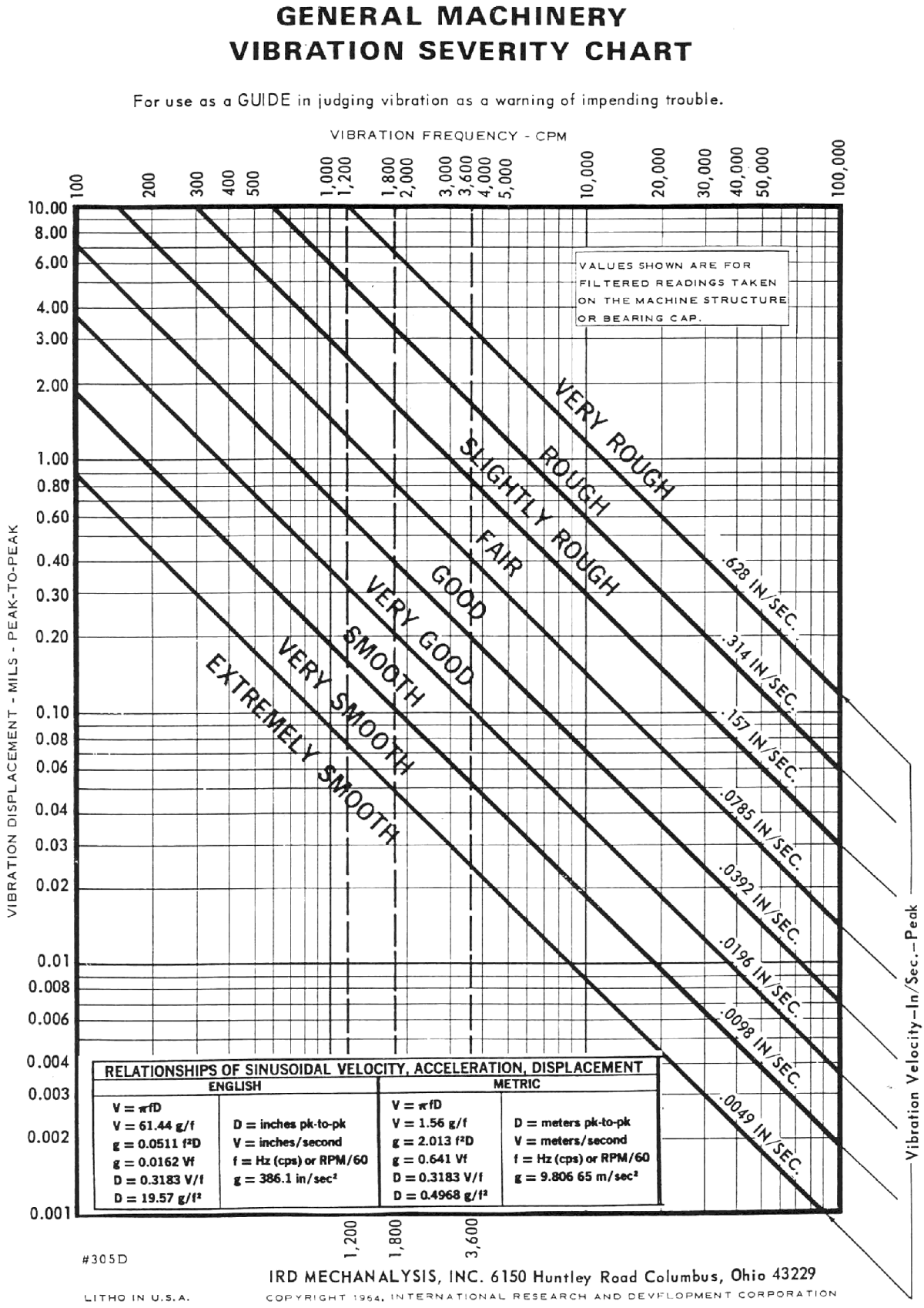


Abb. 2.1: Schwingungsstärke-Nomogramm von IRD Mechanalysis [Ird64]

2.2 Detektion mechanischer Schwingungen

Um Schwingungen aufzunehmen und damit einen Hinweis auf die Lagerkräfte zu bekommen, erfolgt die Detektion an geeigneter Stelle im oder am Gehäuse der Maschine. Erfasst wird entweder die relative Bewegung z. B. einer gelagerten Welle oder die Schwinggeschwindigkeit bzw. -beschleunigung der absoluten Lager-/Gehäusebewegung.

Der Schwingungsaufnehmer hat die Aufgabe, die mechanische Bewegung in ein ihr proportionales elektrisches Ausgangssignal zu wandeln. Zu den traditionellen feinwerktechnisch gefertigten Sensoren zählen Wegaufnehmer nach dem Wirbelstromprinzip, elektrodynamische Geschwindigkeitsaufnehmer und piezoelektrische Beschleunigungsaufnehmer. Aufgrund ihrer Vielseitigkeit und der Vorteile wie Robustheit, geringe Größe, geringes Gewicht, großer Frequenzbereich und sehr großer Dynamikbereich, sind letztere die weitverbreitetsten Sensortypen.

Die feinwerktechnisch hergestellten piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmer sind kommerziell in einer breiten Palette verfügbar und eignen sich zur Detektion von Beschleunigungen mit Amplituden von wenigen mg bis zu mehreren 100 g in einem weiten Frequenzbereich von einigen 10 kHz. Der Sensor besteht aus einer seismischen Masse, die auf ein piezoelektrisches Element (Bariumtitanat oder Blei-Zirkonat-Titanat) einwirkt und damit Ladungen generiert. Das hochohmige Ausgangssignal wird in Verbindung mit einem Ladungsverstärker und einem Signalanalysator ausgewertet. Die breitbandige Messung zusammen mit der Transformation des Zeitsignals in den Frequenzbereich ermöglicht eine breite Einsatzmöglichkeit der Sensorsysteme. Aufgrund der hohen Kosten für das Sensorelement sowie für die komplexe Auswertung der Sensorsignale sind diese Messsysteme jedoch lediglich für sicherheitsrelevante oder äußerst wertvolle Maschinen wirtschaftlich und werden seltenst für die permanente Überwachung eingesetzt.

In Abb. 2.2 sind die Übertragungscharakteristiken verschiedener Beschleunigungsaufnehmer dargestellt. Es ist zu erkennen, dass eine große seismische Masse eine hohe Sensitivität ermöglicht, allerdings wird dadurch gleichzeitig der Frequenzbereich eingeschränkt. Im Gegensatz dazu ermöglicht eine kleinere Bauform eine Messung in einem großen Frequenzbereich mit geringerer Sensitivität. Weiterhin gibt es spezielle Typen für unterschiedlichste Einsatzmöglichkeiten, wie z. B. Schock-Messungen mit sehr hohen Beschleunigungen oder hoch sensitive Aufnehmer mit integriertem Ladungsverstärker (siehe auch [Brü98]).

Darüber hinaus gibt es seit mehreren Jahren mikromechanische Beschleunigungsaufnehmer, die das piezoresistive oder das kapazitive Detektionsprinzip ausnutzen. Sie werden kommerziell von verschiedenen Herstellern (*Analog Devices*, *Endevco*, *Freescale*, *ST Microelectronics* u. a.) angeboten. Hinsichtlich ihres Dynamikbereiches erreichen sie nicht das

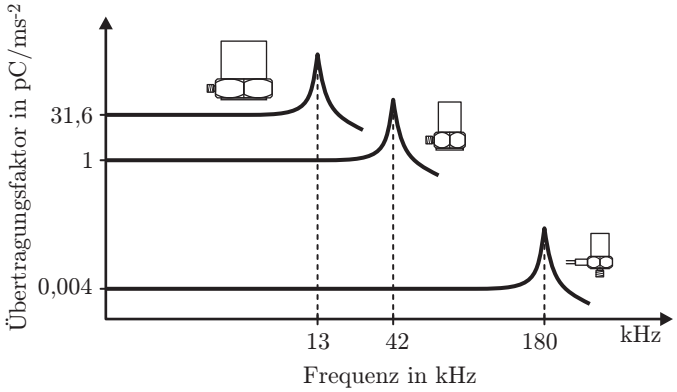


Abb. 2.2: Übertragungscharakteristiken verschiedener Beschleunigungsaufnehmer [Brü98]

Niveau der feinwerktechnisch hergestellten Sensoren, was für die Zustandsüberwachung jedoch nicht hinderlich ist. Die mikromechanischen Sensoren sind deutlich preiswerter als die piezoelektrischen. In Verbindung mit den preisintensiven Analysewerkzeugen und Messgeräten stellen die Sensoren allerdings nur einen Bruchteil der eigentlichen Kosten dar.

Neben den traditionellen Analysewerkzeugen, bestehend aus den feinwerktechnisch hergestellten, hochpräzisen Beschleunigungsaufnehmern zusammen mit dem Messequipment zur Verstärkung der hochohmigen Ausgangssignale und Analyse der aufgenommenen Zeitsignale, gibt es preisgünstigere Messsysteme, die für den permanenten Einsatz gedacht sind. Zum Beispiel bieten die Firmen *Brüel & Kjær Vibro*, *FAG Industrial Services*, *ifm* und *MMF* Messsysteme an, die für die permanente Zustandsüberwachung von Maschinen vorgesehen sind. Hinsichtlich ihrer Komplexität unterscheiden sich die angebotenen Messsysteme erheblich. Es gibt sogenannte Pegelwarnsysteme, die ohne eine spektrale Analyse auskommen [FAG04, SCH04, Met03]. Sie eignen sich dazu, den Gesamtschwingzustand bzw. den Schwingzustand einzelner Frequenzbereiche zu überwachen. Andere Systeme haben einen integrierten Signalprozessor, um im Frequenzbereich einzelne Spektralanteile zu erfassen und Messdaten zu speichern [ifm09]. Bei dem integrierten Sensorelement handelt es sich stets um einen breitbandig arbeitenden Beschleunigungsaufnehmer. Der Messbereich liegt meistens bei ca. 25 g.

Diese sogenannten Schwingungswächter werden bei erstmaliger Inbetriebnahme an der Maschine auf einen, teilweise auch auf mehrere Frequenzbereiche eingestellt und die gemessenen Amplituden als Referenzwerte abgespeichert. Ähnlich wie im Beispiel aus Tab. 2.2 werden Alarmschwellen definiert. Im fortlaufenden Betrieb der Maschine wird ein Überschreiten der definierten Alarmschwellen meist farblich über LED-Anzeigen signalisiert. Dadurch ist es möglich, schnell und einfach festzustellen, ob die Maschine noch im „grünen“ Bereich arbeitet oder beispielsweise ein Lager ausgetauscht werden muss.

2.3 Mikromechanische Vibrationssensoren

Der Vorteil mikromechanischer Sensoren entsteht nicht nur durch die kostengünstige Fertigung im Batch-Prozess, sondern auch durch die hervorragenden mechanischen und elektrischen Eigenschaften des Konstruktionswerkstoffs Silizium. In den üblichen Temperaturbereichen zeigt einkristallines Silizium ein ideal elastisches Verhalten. Hinsichtlich der elektrischen Eigenschaften kann die Leitfähigkeit durch die Dotierung um mehrere Größenordnungen variiert werden [GD06].

Mikromechanische bzw. MEMS Beschleunigungssensoren werden durch Strukturieren von Silizium-Wafern hergestellt. Das Strukturieren erfolgt entweder durch Abscheiden von Silizium (Poly-Si) oder durch Ätzen von Strukturen in das zumeist einkristalline Siliziummaterial. Dadurch entstehen kleinste Feder-Masse-Dämpfer-Systeme mit Strukurabmessungen im Mikrometerbereich (10^{-6} m). Die mikromechanischen Elemente haben mechanische ebenso wie elektrische Aufgaben und können somit direkt als elektromechanische Wandler eingesetzt werden.

Im Allgemeinen bestehen die beschleunigungsempfindlichen Sensoren aus einer an Federn aufgehängten seismischen Masse. Bei Einwirkung einer äußeren Beschleunigung wirkt die Trägheitskraft auf die seismische Masse und führt zu einer Auslenkung [TO98]. Zusammen mit dem umgebenden Medium entsteht das FMD-System. Eine schematische Darstellung zeigt Abb. 2.3. Die Auslenkung der seismischen Masse gegenüber dem Rahmen wird mit verschiedenen Wandlerprinzipien detektiert, z. B. kapazitiv, piezoresistiv oder optisch.

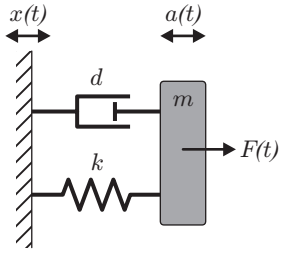
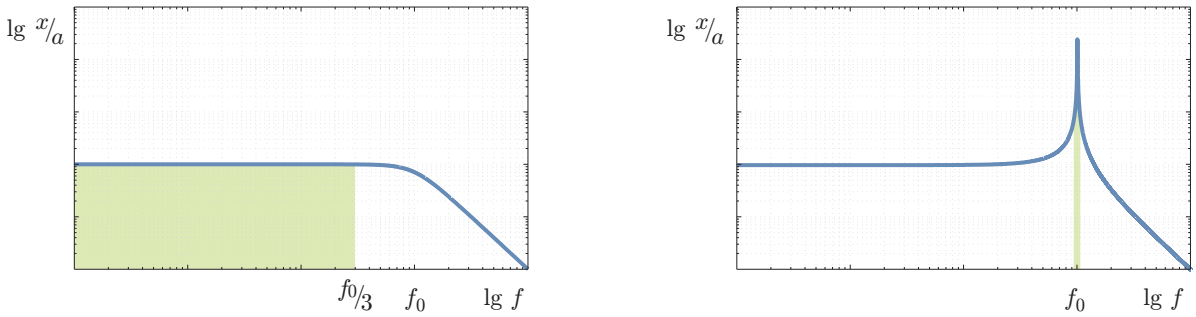


Abb. 2.3: Schematischer Aufbau eines Feder-Masse-Dämpfer-Systems

Die kommerziell erhältlichen mikromechanischen Beschleunigungssensoren einschlägiger Hersteller arbeiten breitbandig, unterhalb ihrer Eigenfrequenz und somit proportional zur Messgröße *Beschleunigung*. Der Arbeitsbereich ergibt sich durch den linearen Teil der Übertragungsfunktion. Aus der Messtechnik ist bekannt, dass bei optimal gedämpften Systemen die Übertragungsfunktion bis zu ca. 1/3 der Eigenfrequenz des mechanischen Systems nahezu konstant ist. Dieser Frequenzbereich definiert den Arbeitsbereich des Sensors und ist in der beispielhaften Übertragungsfunktion[1] eines optimal gedämpften

[1]Eine eingehende Betrachtung der Übertragungsfunktion erfolgt im vierten Kapitel, Abschn. 4.4.1.

Breitbandsensors in Abb. 2.4a gekennzeichnet. Wie die Übertragungsfunktion zeigt, weist dieses System keinerlei Resonanzüberhöhung auf, wodurch ein Aufschwingen des mechanischen Elements durch eine etwaige mechanische Erregung komplett unterbunden wird. Die optimale Dämpfung ist durch das Dämpfungsmaß $\vartheta = 1/\sqrt{2}$ definiert.



(a) **(b)**

Abb. 2.4: Übertragungsfunktionen in doppelt logarithmischer Darstellung für *(a)* Breitbandsensor *(b)* resonanten Sensor

Ein Beispiel für einen kommerziell erhältlichen MEMS Beschleunigungssensor ist der ADXL001 von *Analog Devices*. Dieser breitbandig arbeitende MEMS Sensor wurde für Industrieanwendungen entwickelt. Er zeigt seine Resonanz bei ca. 22 kHz und hat laut Datenblatt eine Resonanzüberhöhung von $Q \approx 2{,}5$ [Ana09]. Das Sensorprinzip ist kapazitiv, wodurch sich sowohl die Kosten für die Fertigung stark beschränken lassen als auch eine Selbsttest-Funktionalität einfach integrieren lässt.

Obwohl der Einsatz der mikromechanischen Sensoren einen niedrigen Preis für das Sensorelement ermöglicht, wird eine Transformation der Zeitsignale in den Frequenzbereich notwendig, um eine Aussage über den Verschleißzustand einzelner Maschinenelemente treffen zu können. Genau das ist jedoch mit einem Mehraufwand und zusätzlichen Kosten, sei es für Hardware, geschultes Personal oder einen erhöhten Energiebedarf, verbunden.

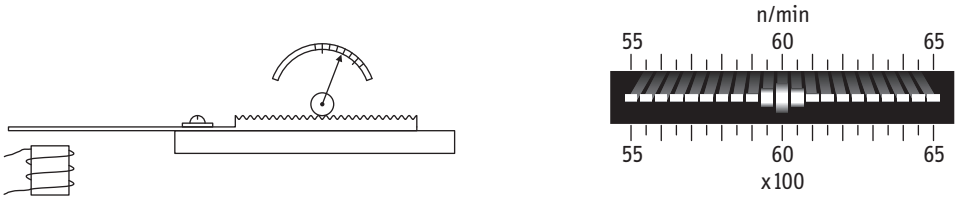
Eine andere Variante besteht darin, resonante Sensoren zu verwenden. Dabei wird die Information durch eine dem Sensor inhärente Funktion direkt spektral gefiltert bzw. vorselektiert. Der Arbeitsbereich derartiger Sensoren ist, wie in Abb. 2.4b gekennzeichnet, durch ihre Resonanzfrequenz vorgegeben.

2.4 Frequenzselektive Vibrationssensorik

Die frequenzselektive Vibrationssensorik ist keine Erfindung der Mikromechanik, allerdings lässt sie sich sehr gut mit mikromechanischen Strukturen realisieren. Die Anfänge

der resonanten Vibrationsmesstechnik reichen bis in das 19. Jahrhundert zurück, wie Ausgabe 14 der „Proceedings of the Physical Society of London“ aus dem Jahre 1895 eindrucksvoll beweist. Der Artikel von *Albert Campbell* [Cam95] beschreibt, wie mit Hilfe einer auf Resonanz schwingenden Stahlzunge die Frequenz elektrischer Ströme ermittelt wird. Die Abstimmung der Stahlzunge auf Resonanz erfolgt durch die Variation ihrer Länge. Die Frequenz wird an einem Zeiger direkt aus der Längenänderung der federnden Stahlzunge abgelesen (siehe Abb. 2.5a). Dieses Prinzip wird noch heute in den mechanischen Resonanz-Drehzahl-Frequenzmessern (Sirometer) der Firma *TREYSIT* angewendet [Erm66]. Bei den Sirometern erfolgt die Erregung rein mechanisch.

Durch eine Array-Anordnung der Stahlzungen wird eine mechanische Echtzeit-Fourier-Analyse möglich. Dieser sogenannte Zungenfrequenzmesser besteht aus einem Kamm mit mehreren Stahlzungen, die wiederum gestufte Eigenfrequenzen haben (siehe Abb. 2.5b) [Sie23, HK09]. Die Stahlzungen werden entweder mechanisch oder elektrodynamisch zum Schwingen angeregt. Das Ablesen der Frequenz geschieht visuell anhand des Ausschlags. Die Zungenfrequenzmesser werden vor allem für die Überwachung kleiner Frequenzbereiche und in rauen Umgebungen eingesetzt.



(a) nach *Campbell* [Cam95] **(b)** nach *Hartmann-Kempf* [HK09]

Abb. 2.5: Historische Instrumente zur resonanten Frequenzmessung

In [FLI+97] wird ein Bulk-mikromechanischer Vibrationssensor vorgestellt, der das resonante Prinzip ausnutzt und für die Verschleißüberwachung eingesetzt werden soll. Die Resonanzfrequenz des mikromechanischen Elements wird per Design auf eine charakteristische Frequenz, z. B. des zu überwachenden Lagers, festgelegt. Ein nachträgliches Trimmen der Resonanzfrequenz ist jedoch nicht möglich. Die Resonanzüberhöhung des Sensors bewirkt eine frequenzselektive Verstärkung des gemessenen Signals und reagiert somit verstärkt auf eine Amplitudenänderung infolge zunehmenden Verschleißes. Im Ausgangssignal zeigt sich die überwachte Frequenzlinie deutlich gegenüber dem ansonsten verrauschten Signal. Der Artikel zeigt, dass sich das Prinzip der resonanten Vibrationsmessung sehr gut mit mikromechanischen Elementen realisieren lässt. Von großem Vorteil ist, dass zur Überwachung einzelner Frequenzlinien die sonst aufwendige Fourier-Analyse entfällt. Ein Nachteil dieses Sensors besteht allerdings darin, dass lediglich eine einzige Frequenzlinie überwacht werden kann.

Eine Weiterentwicklung diesbezüglich zeigen die an der TU Chemnitz entstandenen Arbeiten [Wib02] und [Sch05]. Die oberflächennahen bulk-mikromechanischen Sensoren basieren auf einer Arrayanordnung einzelner Resonatoren mit gestuften Resonanzfrequenzen. Zusätzlich kann während des Betriebs die Resonanzfrequenz der einzelnen Resonatoren durch Ausnutzung mechanischer (Stress-Stiffening) oder elektrostatischer (Spring-Softening) Kräfte variiert werden. Mit diesen Resonator-Arrays ist eine lückenlose Überdeckung des Frequenzbereichs von 1 kHz bis 10 kHz möglich.

Der für die Schwingungsüberwachung ebenfalls relevante Frequenzbereich unterhalb 1 kHz ist jedoch technologisch bedingt schwer realisierbar, da das Verhältnis aus Federsteifigkeit und Masse der mikromechanischen Resonatoren sehr klein werden müsste. Erstens widerspricht die dafür notwendige große Fläche dem Streben nach kleinen, kostengünstigen Sensorstrukturen. Zweitens ist die Fertigung der extrem weichen Strukturen äußerst schwierig zu realisieren. Ein weiteres Problem sehr weicher FMD-Systeme ergibt sich durch die große statische Grundauslenkung aufgrund der Erdanziehungskraft. Der geringe Spaltabstand der Elektroden wäre dadurch bereits überschritten.

Der in der vorliegenden Arbeit verfolgte Ansatz vereint die Vorteile des breitbandig arbeitenden Sensors mit denen des resonanten, indem zuerst die niederfrequente mechanische Schwingung breitbandig aufgenommen wird. Danach erfolgt eine Umsetzung in einen höheren Frequenzbereich, in dem das Messsignal resonant detektiert wird. Die Abstimmung auf die Messfrequenz erfolgt durch eine Kraftkopplung zwischen den zwei separaten Feder-Masse-Dämpfer-Systemen. Das neuartige Sensorsystem ermöglicht damit eine abstimmbare frequenzselektive Detektion der niedrigen Frequenzen unterhalb 1 kHz. Aufgrund der inhärenten spektralen Filterung ist keine FFT notwendig, wodurch sich die Kosten für die Auswertung und auch der Energiebedarf deutlich reduzieren lassen. Damit eignet sich das neue Sensorsystem hervorragend für die permanente Zustandsüberwachung. Eine Zusammenfassung der wichtigsten Vor- und Nachteile der diskutierten Sensorprinzipien wird in Tab. 2.3 gegeben.

Tab. 2.3: Gegenüberstellung der unterschiedlichen Ansätze zur Schwingungsüberwachung

	„breitbandig“	**„resonant“**	**neuer Ansatz**
Frequenzbereich	⊕	⊖	⊕
direkte spektrale Filterung	⊖	⊕	⊕
Frequenzen $< 1\,\mathrm{kHz}$	⊕	⊖	⊕
Kosten	⊖	⊕	⊕
einfache Auswertung	⊖	⊕	⊕
Energiebedarf	⊖	⊕	⊕

Kapitel 3

3 Prinzip der kraftgekoppelten Schwinger

Im folgenden Kapitel wird sich mit dem funktionalen Entwurf des Sensorsystems befasst. Das Sensorsystem besteht aus mehreren Teilstrukturen, deren Eigenschaften von den Anforderungen bestimmt werden. Das neuartige Wirkprinzip zur frequenzselektiven Vibrationsmessung mittels kraftgekoppelter Schwinger und der prinzipielle Aufbau des Sensorsystems werden beschrieben. Weiterhin wird sich für ein Wandlerprinzip entschieden, dass sowohl für die Erzeugung der Koppelkraft als auch für die Auswertung geeignet ist.

3.1 Anforderungen an das mikromechanische System

Das Einsatzgebiet für das neuartige Sensorsystem ist die spektrale Detektion niederfrequenter mechanischer Schwingungen im Frequenzbereich unterhalb 1 kHz ohne die Verwendung einer FFT. Um das zu realisieren, wird das Sensorsystem aus zwei mikromechanischen FMD-Systemen aufgebaut und es entsteht ein Sensor-Aktuator-System. Die FMD-Systeme sind so angeordnet, dass eine laterale Bewegung möglich ist.

Das erste FMD-System dient als Beschleunigungsaufnehmer zur Detektion mechanischer Schwingungen mit Frequenzen $< 1\,\mathrm{kHz}$. Die Schwingungen sollen im vorgegebenen Frequenzbereich beschleunigungsproportional detektiert werden. Die maximal auswertbare Beschleunigung soll 25 g betragen. Obwohl im Schwingungsstärke-Nomogramm der Firma „Ird Mechanalysis“ bereits eine Beschleunigung von 10 g bei einer Frequenz von 1 kHz als „very rough“ („äußerst rau“) eingestuft wird, bieten die meisten kommerziellen Systeme zur Zustandsüberwachung einem Messbereich von bis zu 25 g. Die Sensitivität des Beschleunigungsaufnehmers wird vornehmlich durch die Eigenfrequenz des FMD-Systems bestimmt. Je niedriger die Eigenfrequenz ist, desto größer ist die mechanische Auslenkung der seismischen Masse bei externer Erregung:

$$x_{\max} = \frac{a_{\max}}{(2\pi f_0)^2}\,. \tag{3.1}$$

Die Kennlinie des breitbandigen Beschleunigungsaufnehmers soll innerhalb des Messbereichs von 1 kHz konstant bleiben. Aus der Messtechnik ist bekannt, dass die maximale Messbandbreite von Beschleunigungssensoren bei der dafür optimalen Dämpfung von $\vartheta \approx 0{,}7$ erreicht wird und ca. ein Drittel unterhalb der Eigenfrequenz liegt. Die Abweichung von der statischen Auslenkung ist damit geringer als 0,6 %. Erregungen oberhalb der Messbandbreite werden durch das optimal gedämpfte FMD-System unterdrückt. Mit diesem Wissen wird die Eigenfrequenz des Breitbandschwingers auf 3 kHz festgesetzt.

Das zweite FMD-System ist ein Resonator, der als verstärkendes Filter eingesetzt wird und somit die Frequenzselektivität ermöglicht. Er soll insensitiv bezüglich einer direkten mechanischen Erregung durch Maschinenschwingungen sein. Außerdem darf die Resonanzfrequenz nicht mit eventuell auftretenden höheren Eigenmoden des Breitbandschwingers interferieren. Aus diesen Gründen soll die Resonanzfrequenz ca. eine Dekade oberhalb der des Beschleunigungsaufnehmers liegen. Die Verstärkung und die filternde Wirkung werden durch die mechanische Resonanzüberhöhung erzielt. Sie wird als Güte bezeichnet und ist ein Maß für das Signal-Rausch-Verhältnis des mikromechanischen Sensorsystems. Durch die selektive Verstärkung und die Begrenzung auf ein schmales Frequenzband wird das Rauschen vermindert und es ergibt sich ein besseres SNR.

Eine Herausforderung entsteht durch die Kombination der unterschiedlichen dynamischen Eigenschaften der mikromechanischen Schwinger. Während der Beschleunigungsaufnehmer eine Übertragungsfunktion mit optimaler Dämpfung zeigen soll, erfordert das verstärkende Filter eine möglichst geringe Dämpfung, so dass es seiner Funktion gerecht wird. Um diese gegensätzlichen Anforderungen zu erreichen, soll das Sensor-Aktuator-System bei Umgebungsdruck arbeiten. Weiterhin werden dadurch der finanzielle Aufwand reduziert und die technologischen Probleme einer Vakuumverkapselung umgangen.

Gemeinsam bilden die beiden FMD-Systeme ein gekoppeltes System. Die Kopplung soll berührungslos durch eine Kraft erfolgen. Durch die Kombination von breitbandiger Beschleunigungsaufnahme und resonanter Filterung ensteht ein MEMS Sensor, der eine frequenzselektive Detektion niederfrequenter Schwingungen ermöglicht.

3.2 Funktionsweise und prinzipieller Aufbau

Der breitbandig arbeitende Beschleunigungsaufnehmer detektiert die äußeren mechanischen Schwingungen. Anschließend erfolgt eine Umsetzung der aufgenommenen niederfrequenten Schwingung auf eine höhere Frequenz. Dies wird durch eine Amplitudenmodulation mit Hilfe einer multiplikativen und berührungslosen Kraftkopplung im mechanischen

System realisiert. Die frequenzselektive Detektion erfolgt in der zweiten Stufe mit dem Resonator, dessen inhärente Sensorwirkung zu einer Verstärkung und Filterung führt.

Die angewandte Methode ähnelt dem aus der Informationstechnik bekannten Überlagerungsprinzip. Ein Blockschaltbild dazu ist in Abb. 3.1a dargestellt. Beim Überlagerungsprinzip (engl. Superheterodyne oder kurz Superhet) wird beispielsweise ein Eingangssignal der Frequenz f_e mit einem Signal fester Frequenz f_t (*Oszillator*) gemischt bzw. überlagert. Dabei entstehen weitere Frequenzanteile, die so genannten Mischprodukte. Eines der beiden Mischprodukte, z. B. die Differenzfrequenz von Träger und Erregung $f_\mathrm{t} - f_\mathrm{e}$, wird als feste Zwischenfrequenz (ZF) genutzt. Ein auf diese ZF abgestimmtes Bandfilter (*ZF-Filter*) selektiert die zu verstärkenden Signalanteile (*ZF-Verstärker*). Anschließend wird das Signal demoduliert. Dieses Prinzip wird vor allem in der Rundfunk- und Nachrichtentechnik wie z. B. in Radio, Fernseher und Satelliten-Receiver angewendet.

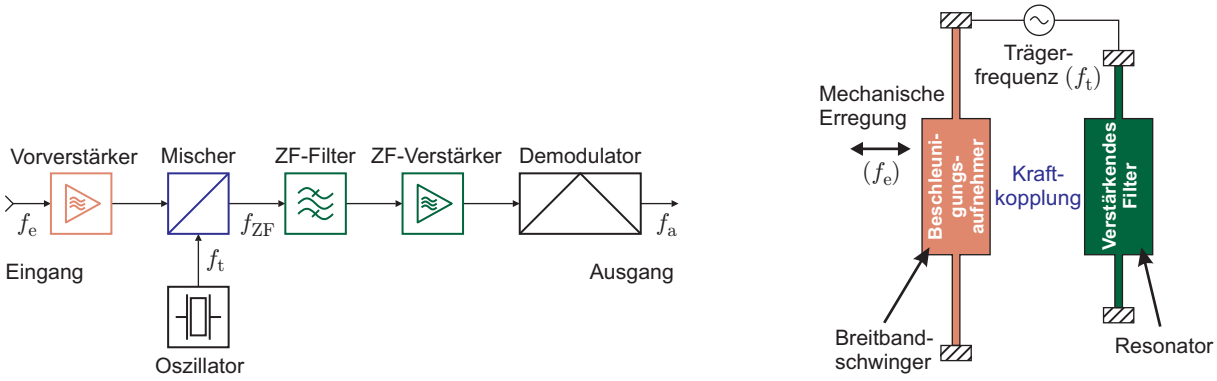
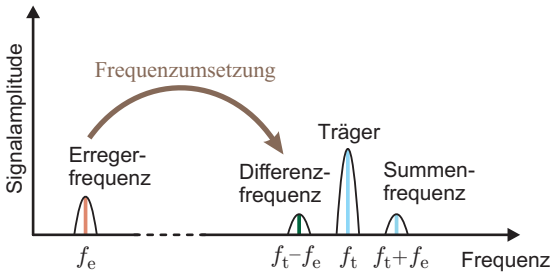


Abb. 3.1: Blockschaltbild eines Überlagerungsempfängers *(a)* und Grundaufbau des Sensorsystems mit kraftgekoppelten Schwingern *(b)*

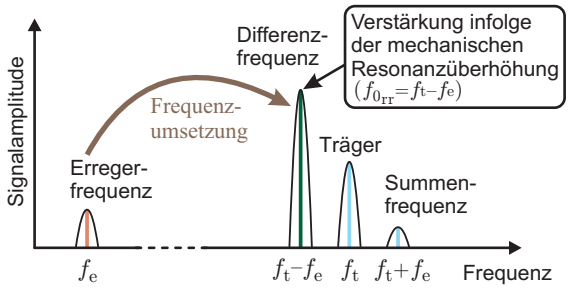
Im mikromechanischen System werden diese Funktionen durch die Teilstrukturen bzw. deren Zusammenspiel übernommen. Das breitbandig arbeitende FMD-System ist der *Beschleunigungsaufnehmer* mit dem Verstärkungsfaktor Eins. Er wird genutzt, um niederfrequente Schwingungen zu detektieren. Der resonante Schwinger übernimmt gleichzeitig die Funktionen der Verstärkung und Filterung auf der Zwischenfrequenz und stellt somit ein *verstärkendes Filter* dar. Unter Einsatz einer dynamischen Koppelkraft mit der Trägerfrequenz f_t zwischen den beiden Schwingern wird die Mischstufe realisiert. In Analogie zum Blockschaltbild des Überlagerungsempfängers ist in Abb. 3.1b der Grundaufbau der Sensorstruktur mit mikromechanischen Schwingern dargestellt. Die Kernelemente sind farblich zugeordnet.

Wird der Breitbandsensor durch eine äußere Beschleunigung mit der Frequenz f_e ausgelenkt, bewirkt diese Auslenkung eine Modulation der Koppelkraft. Infolgedessen entstehen

die Summen- und Differenzfrequenzen $f_t + f_e$ und $f_t - f_e$ (siehe Abb. 3.2a). Die beiden Seitenbänder enthalten jeweils die Information der niederfrequenten Beschleunigung. Die Trägerfrequenz wird gerade so gewählt, dass eines der beiden Seitenbänder auf die Resonanzfrequenz f_r des verstärkenden Filters fällt. Somit wird die Zwischenfrequenz durch die Resonanzfrequenz des Resonators vorgegeben. Die mechanische Resonanzüberhöhung führt zur Verstärkung bei gleichzeitiger Filterung auf dieser Zwischenfrequenz bzw. auf der Frequenz des gewählten Seitenbandes (siehe Abb. 3.2b).



(a) Das niederfrequente Signal wird hochgemischt. Träger und Seitenbänder entstehen durch Amplitudenmodulation.



(b) Bei Übereinstimmung der Frequenz eines Seitenbandes mit der Resonanzfrequenz des Resonators erfolgt eine frequenzselektive Verstärkung.

Abb. 3.2: Frequenzspektren nach der Umsetzung

3.3 Multiplikative Kraftkopplung

Die Frequenzumsetzung erfolgt durch die multiplikative Kraftkopplung der beiden FMD-Systeme. Dazu wird eine dynamische Koppelkraft erzeugt, die durch die Auslenkung des Beschleunigungsaufnehmers moduliert wird. Es entsteht die Mischstufe. Die modulierte Kraft wirkt auf den Resonator und regt ihn resonant zum Schwingen an.

Für die Erzeugung der berührungslosen Kraftkopplung können verschiedene Wandlerprinzipien, wie z. B. das elektrodynamische oder das elektrostatische, genutzt werden. Nach eingehenden Untersuchungen wird jedoch deutlich, dass die Vorteile des kapazitiven Wirkprinzips, wie z. B. der geringe Energiebedarf oder auch die relativ einfache technologische Realisierung und die damit verbundenen niedrigen Herstellungskosten, überwiegen. Ein weiteres Argument für die Wahl des kapazitiven Wirkprinzips ist, dass die Elektrodenstruktur ausschließlich aus dem Konstruktionswerkstoff Silizium besteht.

Die multiplikative Kraftkopplung entsteht beim elektrostatischen Koppelprinzip über eine variable Kapazität zwischen den beiden mikromechanischen Schwingern. Aus der Bezie-

hung $\mathrm{d}E = F\mathrm{d}x$ und der Energie des elektrischen Feldes eines Kondensators $E = {}^1\!/_2\, CU^2$ ergibt sich für die elektrostatische Kraft

$$F_{\mathrm{el}} = \frac{U^2}{2}\frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}x}\,. \tag{3.2}$$

Steht die Ableitung der Kapazität nach der Relativbewegung der seismischen Masse in linearem Zusammenhang mit der Bewegungsamplitude des Breitbandschwingers so erhält man die folgende Koppelkraft:

$$F_{\mathrm{el}} = \frac{U^2}{2}Kx \qquad \text{mit } x = \hat{x}\cos\omega_{\mathrm{e}}t \text{ und } U = \hat{U}\cos\omega_{\mathrm{t}}t. \tag{3.3}$$

Dabei ist K der Koppelkoeffizient, er ergibt sich aus der Form der Koppelelektrodenanordnung. Laut den Anforderungen erfolgt die Relativbewegung des Breitbandschwingers im relevanten Frequenzbereich proportional zur Amplitude einer externen Beschleunigung und führt zu einer linearen Kapazitätsänderung. Gleichzeitig wird eine Koppelspannung mit der Trägerfrequenz f_{t} verwendet. Durch die multiplikative Verknüpfung dieser beiden Parameter kommt es zur erwünschten Amplitudenmodulation.

Um eine lineare Kapazitätsänderung zu gewährleisten, muss folglich die Kapazität in quadratischem Zusammenhang zur Auslenkung stehen:

$$C(x) = f(x^2)\,. \tag{3.4}$$

Weiterhin ist der quadratische Zusammenhang zwischen der elektrostatischen Kraft und der elektrischen Spannung zu beachten. Bei Verwendung einer reinen Wechselspannung kommt es nach

$$\cos^2\alpha = \frac{1}{2}\left(1 + \cos 2\alpha\right) \tag{3.5}$$

zu einer Kraftkomponente mit der doppelten Frequenz. Bei Verwendung einer Wechselspannung mit Gleichanteil sind die Frequenzkomponenten direkt enthalten. Für eine definierte Elektrodenform wird die kapazitive Koppelkraft in Abschn. 4.4.3 hergeleitet.

Die schematische Darstellung in Abb. 3.3 dient als Grundlage für die weitere Betrachtung des in der vorliegenden Arbeit vorgestellten Mikrosystems mit kraftgekoppelten Oszillatoren, kurz *FCOS (Force Coupled Oscillator System)*. Die Eigenfrequenzen der Oszillatoren ergeben sich aus den genannten Anforderungen.

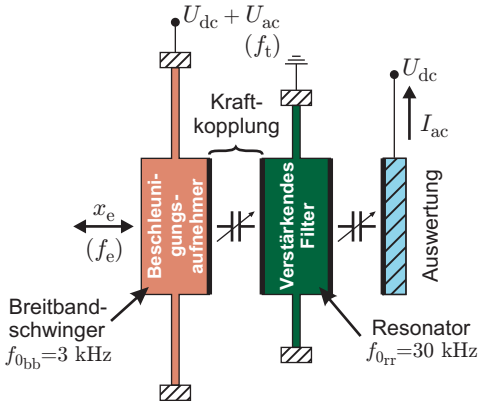


Abb. 3.3: Kraftgekoppelte Oszillatoren nach dem kapazitiven Prinzip für die Koppelkraft und Auswertung

3.4 Ansteuerung und Auswertung

Bei dem vorgestellten mikromechanischen System wird eine schwingfähige seismische Masse als Sensor benutzt und die zweite elektrostatisch angetrieben. Dieses Sensor-Aktuator-System benötigt eine treibende Kraft für den höherfrequenten Resonator. Um diese Kraft zu erzeugen, wird eine Koppelspannung zwischen Breitbandschwinger und Resonator genutzt. Zusammen mit der mechanischen Bewegung kommt es zur Modulation der elektrostatischen Koppelkraft und zu einer resonanten Erregung. Das Messsignal wird in der mechanischen Domäne verstärkt und gleichzeitig gefiltert.

Die Frequenz des Messsignals steht durch den Zusammenhang zwischen der Trägerfrequenz (Koppelspannung) und der Eigenfrequenz des Resonators (Zwischenfrequenz) fest. Der Betrag der anregenden Beschleunigung wird über die mechanische Auslenkung des Resonators detektiert. Die mechanisch-elektrische Wandlung zur Auswertung der Sensorschwingung kann auf der Grundlage verschiedener Wirkprinzipien erfolgen. Im Zusammenhang mit MEMS werden die folgenden Wirkprinzipien eingesetzt:

- optisch,
- piezoelektrisch,
- elektrodynamisch,
- kapazitiv.

Obwohl jedes dieser Wirkprinzipien charakteristische Vor- und Nachteile mit sich bringt, sticht keins durch einen wesentlichen Vorteil heraus [Bos97]. Letztendlich entscheidet die Komplexität der Herstellungstechnologie, wie z. B. die Anzahl der Prozessschritte, über die Wahl des Wirkprinzips.

Da das kapazitive Wirkprinzip bereits für die Realisierung der multiplikativen Kraftkopplung genutzt werden soll, liegt es nahe dasselbe Wirkprinzip zur Detektion der Bewegung des mikromechanischen Systems zu verwenden. Dabei bewirkt die Auslenkung der seismischen Masse eine Änderung der Kapazität an den Auswerte-Elektroden. In Verbindung mit einer Polarisationsspannung können z. B. die Umladeströme ausgewertet werden. Ein weiterer Vorteil des kapazitiven Prinzips besteht darin, dass es auch zur Aktuierung genutzt werden kann. Dadurch können die mikromechanischen Strukturen nach der Fertigung leichter charakterisiert werden.

Für das gesamte Sensor-Aktuator-System bedeutet das, dass die mechanische Vibration vom Breitbandsensor erfasst, über die Koppelelektroden umgesetzt und noch in der mechanischen Domäne verstärkt und gleichzeitig gefiltert wird. Die Detektion erfolgt auf der festen Zwischenfrequenz. Durch Variation der Trägerfrequenz kann die Messfrequenz abgestimmt werden. Die Amplitude der mechanischen Erregung wird direkt ermittelt und die Frequenz ergibt sich aus der Differenz von Träger- und Zwischenfrequenz. Die Wirkungskette ist in Abb. 3.4 graphisch dargestellt.

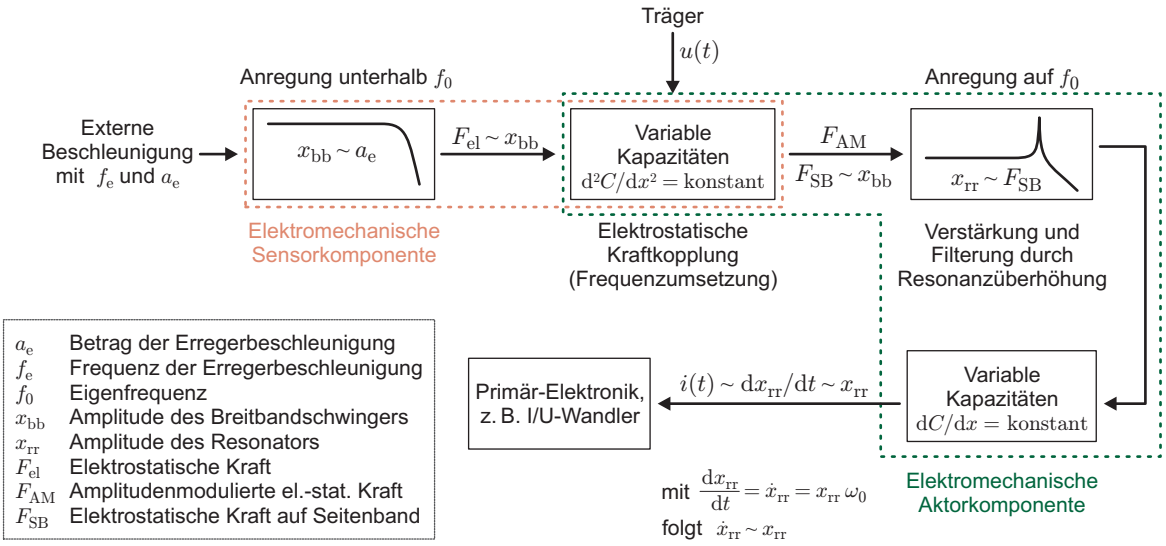


Abb. 3.4: Wirkungskette des Sensor-Aktuator-Systems

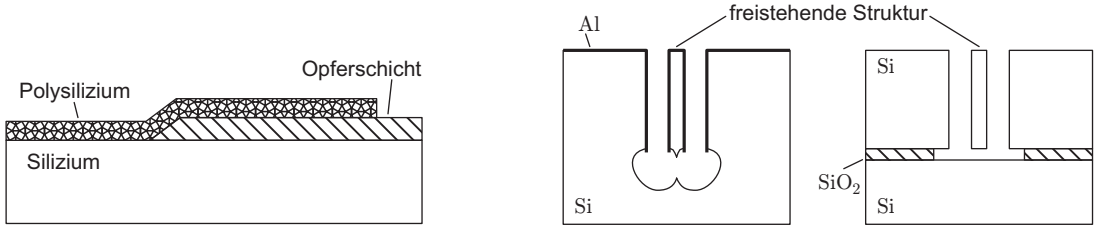
Kapitel 4

4 Entwurf des mikromechanischen Sensor-Aktuator-Systems

Für die Herstellung des mikromechanischen Sensor-Aktuator-Systems (im Folgenden kurz FCOS genannt) wird eine oberflächennahe SOI (Silicon on Insulator) HARM (High Aspect Ratio Micromachining)-Technologie verwendet. Diese Technologie benutzt DRIE (Deep Reactive Ion Etching), um die Funktionalstruktur in das Silizium zu ätzen. Das entwickelte Layout für das FCOS kann zur Fertigung mit verwandten Oberflächen- bzw. oberflächennahen Technologien genutzt werden. Wichtige Punkte für den Entwurf sind neben der verwendeten Technologie auch die Betrachtung der fluidischen Eigenschaften des an Luft arbeitenden Mikrosystems sowie der Aufbau und die Gestaltung der Funktionselemente. Am Ende des Kapitels wird das komplexe Gesamtsystem untersucht.

4.1 Fertigungstechnologie

Oberflächenmikromechanik und *oberflächennahe Mikromechanik* sind zwei sehr ähnlich klingende Begriffe für unterschiedliche Verfahren zu Herstellung mikromechanischer Strukturen. Bei der Oberflächenmikromechanik werden die Siliziumstrukturen auf der Waferoberfläche hergestellt. Dazu werden strukturierte Opferschichten verwendet, auf denen die Funktionsschicht abgeschieden und selbst strukturiert wird. In einem weiteren Schritt wird die Opferschicht entfernt und es entstehen bewegliche Komponenten (Abb. 4.1a). Die Funktionsschicht ist hierbei herstellungsbedingt polykristallin, z. B. Polysilizium mit einer Schichtdicke von 2 µm bis 20 µm. Die bekanntesten Vertreter für MEMS in Oberflächenmikromechanik sind z. B. die Beschleunigungssensoren der ADXL-Serie von Analog Devices Inc. oder das Mikro-Spiegel-Array DMD (Digital Micromirror Device) von Texas Instruments. Bei letzterem besteht die Funktionsschicht aus einem Metall.



(a) **(b)** SCREAM- und SOI-Technologie

Abb. 4.1: Schematische Darstellung der *(a)* Oberflächenmikromechanik *(b)* oberflächennahen Mikromechanik

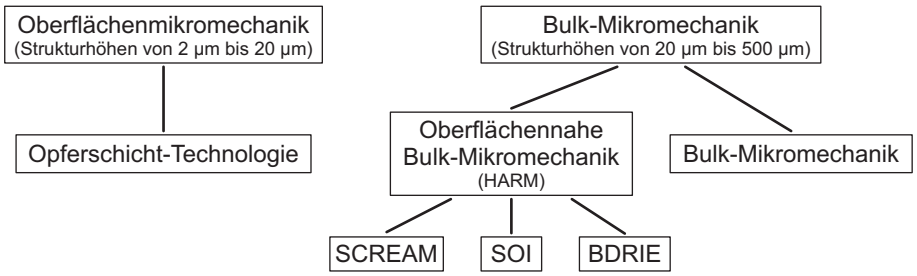


Abb. 4.2: Einordnung der Fertigungstechnologie

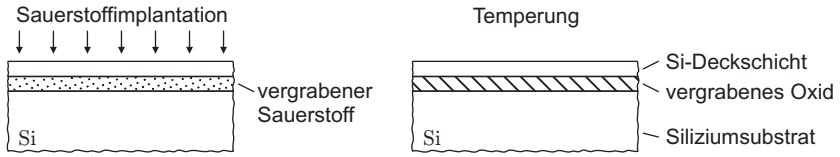
Die oberflächennahe Mikromechanik gliedert sich in die Bulk-Mikromechanik ein und ist eine HARM-Technologie (vergl. Abb. 4.2). Sie hat den Vorteil, dass die Funktionsschicht aus monokristallinem Silizium besteht. Dazu werden die Siliziumstrukturen durch anisotropes tiefes reaktives Ionenätzen (DRIE) in den Wafer geätzt und z. B. mit einem nachfolgen isotropen Ätzschritt freigelegt (Abb. 4.1b). Anhand des verwendeten Ausgangsmaterials werden zwei grundlegende Technologien unterschieden:

- Die *SCREAM (Single Crystal Reactive Etching and Metalization)-Technologie* ist ein Ein-Wafer-, Ein-Masken-Prozess und dadurch eine sehr preiswerte Variante zur Herstellung von MEMS. Die anisotrop DRIE geätzten und isotrop freigelegten Strukturen werden mit einer Metallschicht überzogen, um die elektrischen Funktionen einzubetten.

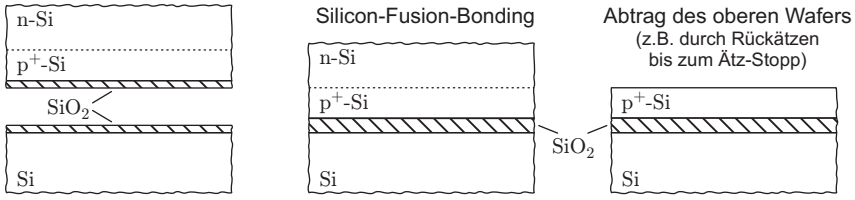
- Die *SOI-Technologie* nutzt hingegen direkt das Silizium als elektrischen Leiter. Eine im Silizium vergrabene Oxid-Schicht dient als Isolation der einzelnen Elektroden und kann gleichzeitig als Opferschicht zum Freilegen der beweglichen Elemente genutzt werden.

Das SOI-Ausgangsmaterial wird z. B. durch das SIMOX- (Separation by Ion Implantation of Oxygen) oder das BESOI (Bond and Etch-Back Silicon on Insulator)-Verfahren hergestellt. Beim SIMOX-Verfahren entsteht ursprünglich nur eine ca. 200 nm dünne monokristalline Si-Schicht [DTBD90] (siehe Abb. 4.3a). Durch eine nachfolgende Epitaxie

kann jedoch eine monokristalline Si-Schicht von mehreren Mikrometern Dicke erzeugt werden [RPC+02]. Das BESOI-Verfahren ist dadurch gekennzeichnet, dass zur Herstellung des Substrats zwei thermisch oxidierte Wafer verwendet und mittels Silicon Fusion Bonding (SFB) dauerhaft verbunden werden [GD06]. Ein typischer Wert für die Dicke des thermischen Oxids (SiO_2) ist 1 µm. Damit ergibt sich nach dem Bonden beider Wafer eine Oxiddicke von insgesamt 2 µm. Anschließend wird der obere Wafer zurückgeätzt und das Substrat durch Chemical Mechanical Polishing (CMP) fertig gestellt (siehe Abb. 4.3b).



(a) SIMOX - Separation by Ion Implantation of Oxygen



(b) BESOI - Bond and Etch-Back Silicon On Insulator

Abb. 4.3: Vereinfachte Darstellung unterschiedlicher Verfahren zur Herstellung von SOI-Wafern

Über sogenannte MEMS Foundries kann mittlerweile kommerziell auf etablierte Prozesslinien zurückgegriffen werden. Anbieter solcher Foundry-Prozesse sind u. a. die Robert Bosch GmbH mit einem Polysilizium-Prozess oder der französische Hersteller Tronics Microsystems SA mit einem SOI-Prozess [Tro06], beide zugänglich über das europäische Projekt EUROPRACTICE. Die X-Fab in Erfurt bietet ebenfalls einen MEMS-Prozess auf SOI-Basis an [X-F05]. In Abb. 4.4 ist eine Rangliste der 20 größten MEMS Foundries nach einer Studie von Yole Développement [Yol09] dargestellt.

Am Zentrum für Mikrotechnologien (ZfM) der TU Chemnitz wird eine abgewandelte Form der SOI-Technik verwendet. Anders als bei den ursprünglichen Prozessen werden die mikromechanischen Strukturen nicht durch isotropes Unterätzen freigelegt, sondern es wird ein bereits prozessierter Wafer als Basic-Wafer verwendet. Bei der *BDRIE (Bonding and Deep Reactive Ion Etching)-Technologie* werden vor dem SFB die Gruben von einigen 10 µm Tiefe, unterhalb der später frei liegenden aktiven Strukturelemente, in den Basic-Wafer geätzt. Somit sind die mikromechanischen Elemente nach dem DRIE-Schritt direkt frei beweglich. Die Tiefe der Grube ist außerdem unabhängig von den nachfolgenden Prozessschritten und kann individuell gewählt werden. Ein großer Vorteil dieser Technologie ist die Vielfalt der Möglichkeiten beim Entwurf der Siliziumstruktur.

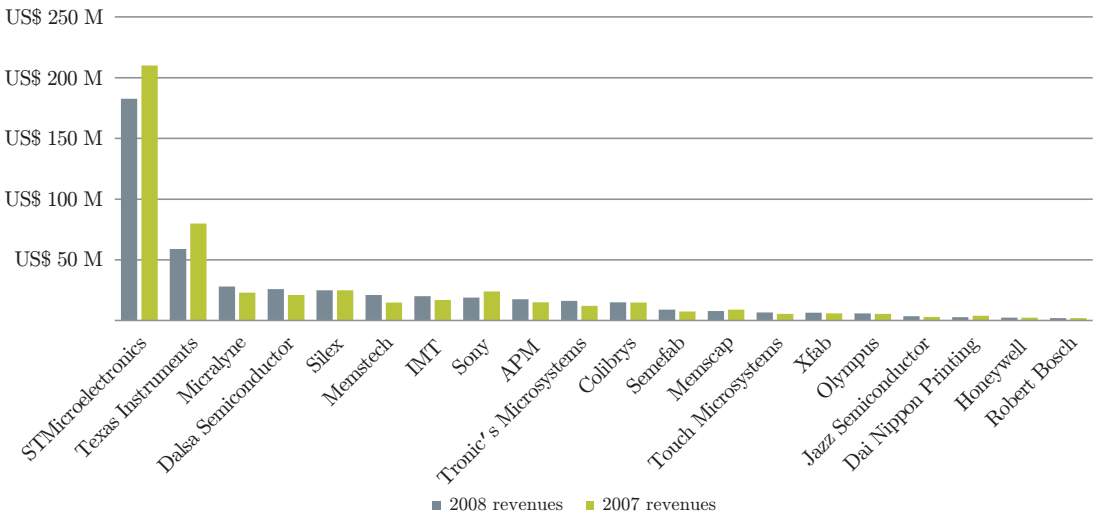


Abb. 4.4: Top 20 MEMS Foundries von Yole Développement aus [Yol09]

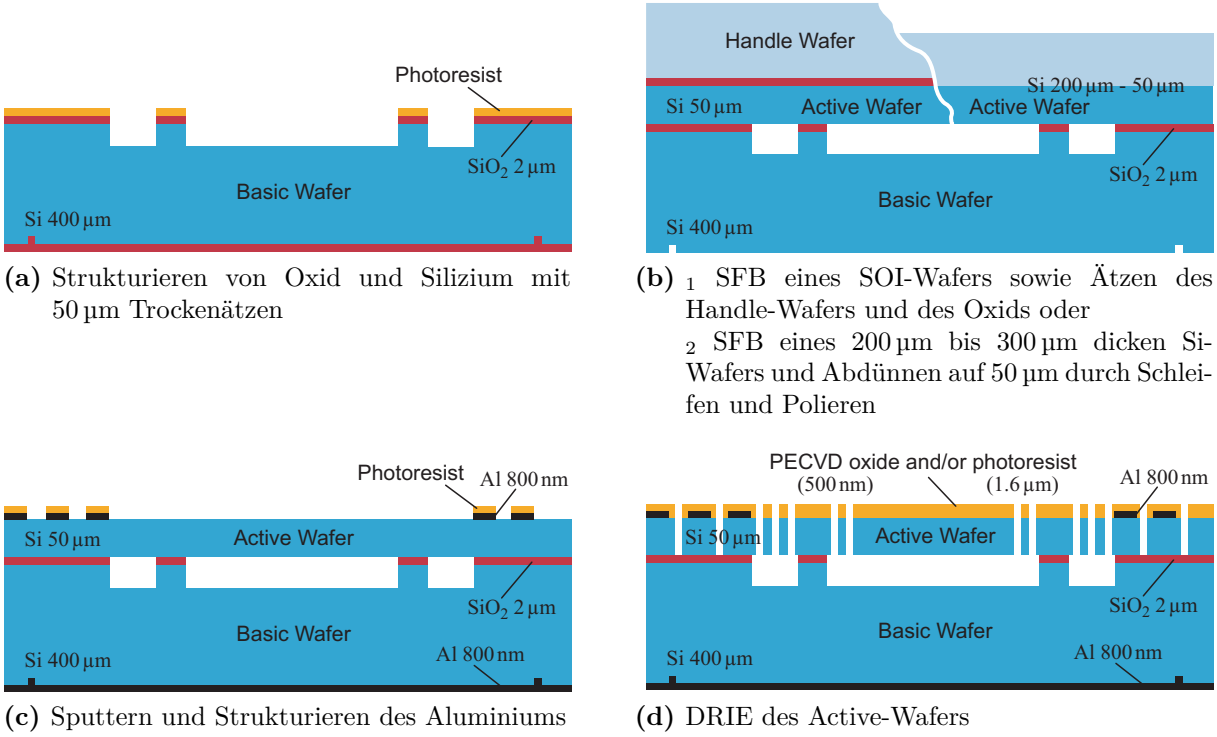
Die BDRIE-Technologie profitiert davon, dass im Gegensatz zur SCREAM-Technologie oder anderen Oberflächen- bzw. oberflächennahen Mikrotechnologien keine Löcher innerhalb der mikromechanischen Strukturelemente zum Freilegen eben dieser notwendig sind. Dadurch können Mikrosysteme mit relativ großer seismischer Masse gefertigt werden. Ein weiterer Vorteil ergibt sich aus dem monokristallinen Material der Funktionsschicht. Weil es keinen Schichtstapel mit deutlich unterschiedlichen Materialien wie z. B. bei der SCREAM-Technologie gibt, sondern lediglich Si-SiO_2-Si, entstehen infolge der ähnlichen Materialeigenschaften auch keine bzw. nur sehr geringe thermomechanische Spannungen. Die Restriktionen für den Entwurf reduzieren sich auf die minimale Größe der Bond-Inseln für das SFB (200 µm × 100 µm) und die maximale Größe der beweglichen Struktur zwischen den Ankerpunkten in Abhängigkeit von der Strukturhöhe [FSH+08, HKB+05]. Diese Beschränkungen entstehen im wesentlichen durch den Technologie-Ablauf, der sich stark vereinfacht mit den folgenden vier Schritten beschreiben lässt:

a) Als erstes wird der Basic-Wafer strukturiert, um die Gruben unterhalb der später frei beweglichen Elemente zu erhalten. Die Tiefe der Gruben beträgt z. B. 50 µm (Abb. 4.5a).

b) Anschließend wird mittels SFB der Active-Wafer auf den Basic-Wafer gebondet und auf die Strukturhöhe von derzeit 50 µm abgedünnt. Das Abdünnen kann z. B. durch Abschleifen und Polieren realisiert werden. Eine andere Möglichkeit besteht in der Verwendung eines SOI-Wafers. Die Höhe der Funktionsschicht ist somit durch den Active-Layer des SOI-Wafers gegeben. Der Handle-Wafer des SOI-Wafers wird nasschemisch entfernt. Dabei dient die verborgene Oxidschicht als Ätzstopp (Abb. 4.5b).

c) Es folgt das Sputtern und Strukturieren des Aluminiums auf der Oberfläche des Active-Wafers, um die Kontaktgebiete zu realisieren.

d) Abschließend wird mit einem DRIE-Schritt die funktionale Struktur freigeätzt.



(a) Strukturieren von Oxid und Silizium mit 50 µm Trockenätzen

(b) $_1$ SFB eines SOI-Wafers sowie Ätzen des Handle-Wafers und des Oxids oder
$_2$ SFB eines 200 µm bis 300 µm dicken Si-Wafers und Abdünnen auf 50 µm durch Schleifen und Polieren

(c) Sputtern und Strukturieren des Aluminiums

(d) DRIE des Active-Wafers

Abb. 4.5: Technologieablauf für BDRIE mit einem Si-Basic-Wafer [FSH+08]

Das Aspektverhältnis der am ZfM gefertigten Strukturen beträgt maximal 25:1 und ergibt sich aus den minimalen Elektrodenabständen von 2 µm und der Strukturhöhe von 50 µm. Die mikromechanischen Strukturen können ohne Einschränkungen mit diesen Parametern gefertigt werden. Die Oxid-Dicke beträgt 2 µm und dient der vertikalen Isolation. Die laterale Isolation wird durch die Luft innerhalb der Trenngräben erreicht.

Die mit tiefem reaktiven Ionenätzen hergestellten SOI-Strukturen mit hohem Aspektverhältnis sind sehr gut für lateral bewegte mikromechanische Komponenten mit hoher Sensitivität und geringer Querempfindlichkeit geeignet. Die durch die Kammstrukturen erzeugten elektrostatischen Kräfte sind infolge der geringen Abstände und dennoch enormen Struktur-Höhe größer als bei den in Oberflächenmikromechanik hergestellten MEMS. Auch die Funktionalität der Biegefedern profitiert von einem hohen Aspektverhältnis: Die mikromechanische Struktur wird unempfindlich gegenüber Querbeschleunigungen, außerdem verschieben sich die höheren Eigenmoden des FMD-Systems in Richtung größerer Frequenzen, wodurch deren Einfluss auf den Arbeitsbereich vermindert wird bzw. verschwindet.

4.2 Fluiddämpfung

Da das Sensorsystem nicht Vakuum-gekapselt ist, sondern bei Umgebungsdruck arbeitet, wird das Dämpfungsverhalten sehr stark durch das umgebende Medium Luft bestimmt. Die Materialdämpfung ist im verwendeten einkristallinen Silizium vernachlässigbar gering. Somit entsteht die dominierende Dämpfungsart durch Reibung mit den Luftmolekülen.

Die Berechnung dieser fluidischen Dämpfung erfolgt auf der Grundlage der Gleichungen zur Beschreibung viskoser Strömungen. Die Bewegung *Newton*scher-Fluide[1], zu denen auch Luft gehört, wird durch die von *Navier* postulierte und von *Stokes* abgeleitete *Navier-Stokes*-Gleichung beschrieben [Kuh07, SA07]:

$$\underbrace{\rho\left(\frac{\partial\vec{v}}{\partial t}+\vec{v}\cdot\nabla\vec{v}\right)}_{\text{Trägheitskräfte}} = \underbrace{\rho\vec{f}}_{\substack{\text{externe}\\ \text{Kräfte}}} - \underbrace{\nabla p}_{\substack{\text{Druck-}\\ \text{kräfte}}} + \underbrace{\eta\nabla^2\vec{v}}_{\substack{\text{Reibungskräfte,}\\ \text{inkompressibel}}} + \underbrace{\left(\xi+\frac{\eta}{3}\right)\nabla\left(\nabla\cdot\vec{v}\right)}_{\substack{\text{Reibungskräfte,}\\ \text{kompressibel}}}. \tag{4.1}$$

Dabei ist p der Druck, v die Geschwindigkeit, ρ die Dichte, η die dynamische Viskosität und ξ die Volumenviskosität des Mediums. Die *Navier-Stokes*-Gleichung ergibt sich aus der Erweiterung der *Euler*-Gleichung[2] um die inneren Kräfte des Fluids und berücksichtigt somit neben den Trägheitskräften auch den Einfluss der viskosen Reibung. Durch die ausgeprägte Nichtlinearität lässt sich diese Gleichung in der vollständigen Form nicht analytisch lösen.

Um dennoch eine mathematische Beschreibung zu ermöglichen, erfolgt zunächst eine Einordnung des Strömungsverhaltens anhand einiger dimensionsloser Kennzahlen. Dadurch lässt sich das Problem auf eine vereinfachte Form der Gleichungen abbilden und näherungsweise berechnen. Die Klassifizierung geschieht z. B. nach Fluidart (inkompressibel, $\rho = konst.$ bzw. kompressibel, $\rho \neq konst.$), Strömungsform (laminar bzw. turbulent) und Strömungsverhalten (ideal, $\eta = 0$ bzw. real, $\eta > 0$).

Die Kenngröße für die Kompressibilität eines Fluids ist die *Mach*-Zahl Ma. Sie ergibt sich aus dem Quotient von Strömungsgeschwindigkeit v und Schallgeschwindigkeit c:

$$\mathrm{Ma} = \frac{v}{c}. \tag{4.2}$$

Für Luft kann die Kompressibilität durch das Verhältnis der relativen Dichteänderung zur Druckänderung approximiert werden. Für sehr kleine Änderungen der Dichte kann die

[1] *Newton*sche-Fluide sind dadurch gekennzeichnet, dass sich die Scherspannung proportional zur Schergeschwindigkeit verhält. Der bei konstanter Temperatur gleichbleibende Proportionalitätsfaktor ist die dynamische Viskosität η und beträgt für Luft bei Raumtemperatur $\eta = 0{,}0182 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{Nsm}^{-2}$.

[2] Die Euler-Gleichung beschreibt die Impulserhaltung für ein reibungsfreies Fluid.

Luftströmung als inkompressibel betrachtet werden. Diese Annahme ist nur gültig, wenn kein Wärmeaustausch mit der Umgebung stattfindet und die Strömungsgeschwindigkeit hinreichend klein ist. Im Allgemeinen ist diese Forderung für Ma $< 0{,}3$ erfüllt[3] [Kuh07].

Für die inkompressible Luftströmung ($\rho =$ konst.) ergibt sich die Kontinuitätsgleichung[4] zu

$$\nabla \cdot \vec{v} = 0 \tag{4.3}$$

und die *Navier-Stokes*-Gleichung (4.1) lässt sich vereinfachen. Mit kartesischen Komponenten erhält man z. B. für die x-Richtung die folgende Gleichung:

$$\frac{\partial v_x}{\partial t} + \left(v_x \frac{\partial}{\partial x} + v_y \frac{\partial}{\partial y} + v_z \frac{\partial}{\partial z} \right) v_x = f_x - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial x} + \nu \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) v_x \,, \tag{4.4}$$

wobei $\nu = \dfrac{\eta}{\rho}$ die kinematische Viskosität ist.

Eine weitere wichtige Kennzahl der Strömungslehre ist die *Reynolds*-Zahl Re, sie kennzeichnet das Verhältnis zwischen Trägheits- und Reibungskräften und lässt somit auf die Charakteristik der Strömungsvorgänge schließen:

$$\mathrm{Re} = \frac{\rho \, v \, d}{\eta} \sim \frac{\text{Trägheitskraft}}{\text{Reibungskraft}} \,. \tag{4.5}$$

Für langsame Strömungen ($v \to 0$) oder kleine Kanalabmessungen ($d \to 0$) wird die *Reynolds*-Zahl sehr klein und der Einfluss der viskosen Reibungskräfte gewinnt an Bedeutung. Für hohe Fluidgeschwindigkeiten oder größere Abstände dominieren die Trägheitskräfte.

Aufgrund der geringen Abmessungen in den Spaltgebieten mikromechanischer Strukturen sind *Reynolds*-Zahlen kleiner eins (Re < 1) typisch. Als Folge ist die Reibung im gesamten Strömungsgebiet von Bedeutung. Für Betrachtungen außerhalb der Spaltgebiete, wie z. B. Strömungen auf der Oberfläche der bewegten Strukturen, ist die *Reynolds*-Zahl größer eins (Re > 1). Hier ist die Kraft der viskosen Reibung gering im Verhältnis zur Trägheitskraft und es kommt zur Ausbildung einer Grenzschicht in unmittelbarer Wandnähe. Der Einfluss der Reibung auf die Strömung findet ausschließlich in diesem Bereich statt (Grenzschichttheorie nach *Prandtl*). Bei steigendem Einfluss der Trägheitskräfte kommt es bei Überschreitung der sogenannten kritischen *Reynolds*-Zahl[5] $\mathrm{Re}_{\mathrm{krit}}$ zum Umschlag

[3] Die erreichbaren Strömungsgeschwindigkeiten in MEMS sind um Größenordnungen kleiner.
[4] Die Kontinuitätsgleichung beschreibt die Massenerhaltung des Fluids.
[5] $\mathrm{Re}_{\mathrm{krit}}$ kann nur experimentell ermittelt werden.

der laminaren in eine turbulente Strömung. Die in der Mikrosystemtechnik auftretenden *Reynolds*-Zahlen lassen im Allgemeinen auf eine laminare Strömung schließen, d. h. $\mathrm{Re} < \mathrm{Re}_{\mathrm{krit}}$ [ZB08, Meh00].

Die bisherigen Betrachtungen haben stets die Gültigkeit des Kontinuums vorausgesetzt, d. h. der Charakter des Fluids wird durch eine Skalierung nicht verändert. Verringert sich jedoch die Dichte der Strömung, muss außerdem die molekulare Struktur des Fluids beachtet werden. Eine Einordnung erfolgt durch die *Knudsen*-Zahl Kn. Sie ist der Quotient aus der mittleren freien Weglänge und der charakteristischen Länge:

$$\mathrm{Kn} = \frac{\lambda}{l_{\mathrm{char}}} \,. \tag{4.6}$$

Dabei verhält sich die mittlere freie Weglänge umgekehrt proportional zum Druck:

$$\lambda = \frac{p_0}{p} \lambda_0 \,. \tag{4.7}$$

Die Voraussetzung des Kontinuums ist für $\mathrm{Kn} \ll 1$ erfüllt, d. h. die mittlere freie Weglänge der Moleküle muss wesentlich kleiner als die charakteristische Länge sein (z. B. Faktor 100). Die geringen Spaltabstände in Mikrosystemen führen jedoch dazu, dass diese Forderung nicht immer erfüllt ist. Die mittlere freie Weglänge der Moleküle in Luft beträgt bei einer Temperatur von 20 °C und Normaldruck p_0 ca. $\lambda_0 = 67\,\mathrm{nm}$ (siehe Berechnungen in Anhang A). Demgegenüber sind die Spaltabstände in Mikrosystemen oft kleiner als 6,7 µm.

Durch eine Anpassung der Materialeigenschaften des Fluids im Modell (z. B. der Viskosität) ist es dennoch möglich, die Kontinuumsbetrachtung auf die Strömungsverhältnisse in den kleinen Spaltgebieten der MEMS anzuwenden. Hierzu wird z. B. eine effektive dynamische Viskosität eingeführt, die durch den folgenden Ausdruck gegeben ist:

$$\eta_{\mathrm{eff}} = \frac{\eta}{1 + f(\mathrm{Kn})} \,. \tag{4.8}$$

In der Literatur existieren verschiedene Funktionen $f(\mathrm{Kn})$ in Abhängigkeit von vorgegebenen Randbedingungen. Eine Zusammenfassung findet man in [VKLR95].

Die Kraft, die das Fluid auf einen umströmten Körper, wie zum Beispiel ein bewegtes mikromechanischen System, ausübt, ist in der Strömungsmechanik als Widerstandskraft bekannt. Diese dämpfend wirkende Kraft F_{D} setzt sich aus den Druckkräften normal

und den Scherspannungen bzw. Reibungskräften tangential zur Oberfläche A des Körpers zusammen:

$$F_{\mathrm{D}} = \int_A p\,\vec{n}\,dA + \int_A \eta\,\frac{\partial \vec{v}}{\partial \vec{n}}\,\vec{n}_{\mathrm{v}}\,dA\,, \tag{4.9}$$

mit dem Einheitsvektor $\vec{n}$ und dem Einheitsvektor in Strömungsrichtung $\vec{n}_{\mathrm{v}}$.

Die fluidische Dämpfung des mikromechanischen Systems wird im Folgenden hauptsächlich durch die Slide- und Squeeze Film Theorie beschrieben. Der Einfluss durch den reinen Strömungswiderstand wird vernachlässigt, da das MEMS weder sehr große Bewegungen ausführt noch eine freie Bewegung im Raum stattfindet. Bedingt durch den Aufbau der Strukturen liegt der Abstand zwischen bewegten und feststehenden oder auch zwischen zwei bewegten Wänden im Bereich von 2 µm bis 20 µm. Die Bewegungsamplitude liegt im Bereich von wenigen Nanometern bis hin zu 1 µm bis 2 µm.

4.2.1 Slide Film Dämpfung

Die laterale Bewegung mikromechanischer Strukturen führt, z. B. im Spalt zwischen der bewegten seismischen Masse und der Grube oder auch auf der Oberseite der bewegten Platte, zur Ausbildung der sogenannten Slide Film Dämpfung. Selbst in den Überlappungsbereichen ineinander fahrender Kammzinken ist dieser Dämpfungsmechanismus nicht zu vernachlässigen. Die Slide Film Dämpfung wird durch die Haftbedingung und die Viskosität des Fluids geprägt und entsteht infolge der Scherkräfte.

Bei langsamen Plattenbewegungen bzw. bei niedrigen Frequenzen und zusätzlich kleinen Spalten im Verhältnis zur lateralen Ausdehnung der Platte entsteht im Spalt die *Couette*-Strömung (Abb. 4.6). Sie ist durch einen linearen Geschwindigkeitsverlauf im Medium gekennzeichnet. Die an den Wänden angrenzenden Fluidschichten nehmen aufgrund der Haftbedingung die Geschwindigkeit der jeweiligen Wand an. Es entsteht die konstante Scherspannung

$$\tau = \eta_{\mathrm{eff}} \frac{\partial v_x}{\partial y} \tag{4.10}$$

und es gilt das *Newton*sche Fluidreibungsgesetz [Sig05]

$$F_{\mathrm{D}} = \eta_{\mathrm{eff}} A \frac{\partial v_x}{\partial y}\,. \tag{4.11}$$

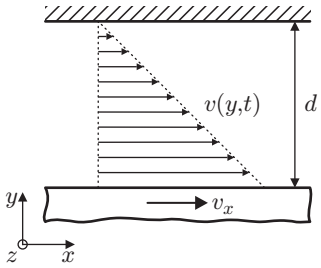


Abb. 4.6: *Couette*-Strömung

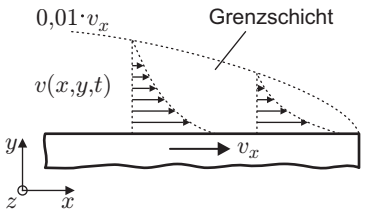


Abb. 4.7: *Stokes*-Strömung

Die durch das Fluid verursachte Dämpfung lässt sich für den Fall der parallelen Schichtenströmung nach Abb. 4.6 mit

$$d_{\mathrm{sl}} = \frac{F_{\mathrm{D}}}{v_x} = \frac{\eta_{\mathrm{eff}} A}{d} \tag{4.12}$$

analytisch beschreiben. Die Einführung der effektiven dynamischen Viskosität

$$\eta_{\mathrm{eff}} = \frac{\eta}{1 + 2\,\mathrm{Kn}} \tag{4.13}$$

aus [VT01] lässt die Betrachtung der Luft als Kontinuum zu, wodurch die Gleichungen der Kontinuumstheorie genutzt werden können.

Für Strukturen mit größeren Abständen, wie z. B. auf der Oberseite der seismischen Masse oder bei Strukturen mit hochfrequenter Bewegung, wird die viskose Reibung durch die *Prandtl*sche Grenzschichttheorie erklärt. In unmittelbarer Nähe zur Wand haftet das Fluid und nimmt die Wandgeschwindigkeit an. Bereits in einem geringen Abstand fällt die Geschwindigkeit auf nahezu null. Diese dünne Schicht, in der der Übergang von Wandgeschwindigkeit auf die Geschwindigkeit des umgebenden Mediums stattfindet, wird Grenzschicht genannt. Die Dicke dieser Schicht wird in der Regel durch den Abstand definiert, innerhalb dessen die Wandgeschwindigkeit auf 1 % der Geschwindigkeit des umgebenden Mediums abgefallen ist [SG06, Sig05]. Die viskose Reibung entsteht somit hauptsächlich innerhalb dieser Grenzschicht. Es bildet sich die sogenannte *Stokes*-Strömung aus, die ein nichtlineares Strömungsprofil aufweist (siehe Abb. 4.7). Mit den Voraussetzungen, dass

- die Amplitude der Schwingung wesentlich kleiner ist als die Kanallänge,
- der Druck quer zur Strömungsrichtung konstant bleibt und
- die Erwärmung des Mediums infolge zu hoher Geschwindigkeit ausgeschlossen ist

ergibt sich *Navier-Stokes*-Gleichung zu

$$\rho \frac{\partial v_x}{\partial t} = \eta_{\mathrm{eff}} \frac{\partial^2 v_x}{\partial y^2}\,. \tag{4.14}$$

Die Lösung dieser Gleichung führt zu einer allgemein gültigen Formel für die viskose Dämpfung, wie sie im Spalt, aber auch auf der Oberseite einer lateral mit der Kreisfrequenz ω schwingenden Platte entsteht [VT01]:

$$d_{\mathrm{sl}} = \eta_{\mathrm{eff}} A\beta \, \frac{\sinh 2\beta d + \sin 2\beta d + k1}{\cosh 2\beta d - \cos 2\beta d + k2} \,, \tag{4.15}$$

$$\text{mit} \quad \beta = \sqrt{\frac{\omega\rho}{2\eta_{\mathrm{eff}}}} \,.$$

Die beiden Terme $k1$ und $k2$ beinhalten eine Korrektur in stark verdünnten Gasen, d. h. bei sehr niedrigen Drücken, und können bei der Berechnung der Dämpfung an Normaldruck vernachlässigt werden.

4.2.2 Squeeze Film Dämpfung

Die Squeeze Film Dämpfung entsteht durch Quetschströmungen in den Spalten von aufeinander zu bewegten, nahezu parallelen Platten. Durch die senkrechte Bewegung kommt es zu einem Druckgefälle im Spalt zwischen den Platten und es bildet sich eine *Poiseuille*-Strömung, wie in Abb. 4.8 dargestellt, aus. Mit den Annahmen, dass

- die Wirkung der externen Kräfte auf das Fluid konstant und somit vernachlässigbar,
- die Auslenkung z der Platte klein im Verhältnis zum Abstand d,
- der Abstand wiederum klein im Verhältnis zur Plattengeometrie und
- die Druckänderung δp klein im Verhältnis zum statischen Umgebungsdruck p_0 ist,

lässt sich die *Navier-Stokes*-Gleichung (4.1) vereinfachen und führt auf die modifizierte *Reynolds*-Gleichung für den Schmierfilm [VKLR95, GRY66]:

$$\frac{p_0 d^2}{12\eta_{\mathrm{eff}}} \nabla^2 \left(\frac{\delta p}{p_0}\right) - \frac{\partial}{\partial t}\left(\frac{\delta p}{p_0}\right) = \frac{\partial}{\partial t}\left(\frac{z}{d}\right) \,. \tag{4.16}$$

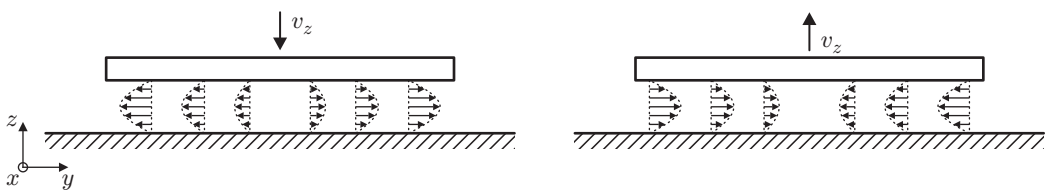


Abb. 4.8: Ausbildung einer *Poiseuille*-Strömung bei aufeinander zu bewegten Platten

Auch bei der Theorie der Squeeze Film Dämpfung für die mikromechanischen Strukturen wird die Materialeigenschaft des Fluids angepasst, um Kontinuumsbetrachtungen zu ermöglichen. Die folgende Gleichung der effektiven dynamischen Viskosität für die Squeeze Film Theorie wurde in [VKLR95] eingeführt:

$$\eta_{\text{eff}} = \frac{\eta}{1 + 9{,}638\,\text{Kn}^{1{,}159}}\,. \tag{4.17}$$

Sie erweitert das von *Burgdorfer* eingeführte Modell mit $\eta_{\text{eff}} = \eta(1+6\,\text{Kn})^{-1}$ auf *Knudsen*-Zahlen $\text{Kn} > 0{,}1$.

Die analytische Näherung von Gleichung (4.16) für einfache Plattengeometrien und unterschiedliche Frequenzen wurde erstmals von *Griffin* in [GRY66] vorgestellt. Einen weiteren Lösungsansatz für eine harmonische translatorische Bewegung beliebiger Frequenz liefern die Reihenentwicklungen von *Blech* in [Ble83]. Die Näherungslösung führt zu einem Dämpfungs- und einem Federkraftanteil:

$$F_{\text{D}} = \frac{64\sigma pA}{\pi^6 d\omega} v_z \sum_{m,n\ odd} \frac{m^2 + n^2\chi^2}{(mn)^2\left[(m^2+n^2\chi^2)^2 + \frac{\sigma^2}{\pi^4}\right]}\,, \tag{4.18}$$

$$F_{\text{K}} = \frac{64\sigma^2 pA}{\pi^8 d} z \sum_{m,n\ odd} \frac{1}{(mn)^2\left[(m^2+n^2\chi^2)^2 + \frac{\sigma^2}{\pi^4}\right]}\,, \tag{4.19}$$

mit der Squeeze-Zahl

$$\sigma = \frac{12\eta_{\text{eff}} b^2}{pd^2}\omega \tag{4.20}$$

sowie dem Verhältnis von Breite zu Länge

$$\chi = \frac{b}{l}\,. \tag{4.21}$$

In [Ble83] wird ein charakteristischer Wert der Squeeze-Zahl σ_{c} abgeleitet, bei dem sich eine betragsgleiche Dämpfungs- und Federkraft ergibt:

$$\sigma_{\text{c}} = \pi^2\left(1+\chi^2\right)\,. \tag{4.22}$$

Damit lässt sich die Cut-Off-Frequenz [GRY66]

$$\omega_{\text{c}} = \frac{\pi^2 pd}{12\eta_{\text{eff}}}\left(\frac{1}{b^2} + \frac{1}{l^2}\right) \tag{4.23}$$

ermitteln. Bei Erregerfrequenzen weit unterhalb dieser charakteristischen Frequenz überwiegt der Anteil der Dämpfungskraft. Weit oberhalb der Cut-Off-Frequenz kann das Fluid aufgrund der hohen Geschwindigkeit der Bewegung nicht mehr aus dem Spalt strömen und führt zu einer reinen Federwirkung.

Werden lediglich Erregerfrequenzen weit unterhalb von ω_c betrachtet, lässt sich Gl. (4.16) weiter vereinfachen, indem die zeitabhängige Druckänderung vernachlässigt wird:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} = \frac{12\eta_{\text{eff}}}{d^3} v_z \,. \tag{4.24}$$

Für die Lösung dieser *Poisson*schen Differenzialgleichung existieren zahlreiche Näherungslösungen. Für eine Rechteckplatte ergibt sich unter Ausnutzung der Analogie zur Berechnung der Torsionsteifigkeit [WA87] die folgende analytische Beziehung [Meh00, Bil00]:

$$d_{\text{sq}} = \frac{F_{\text{D}}}{v_z} = \left(1 - 0{,}630\chi + 0{,}052\chi^5\right) \frac{\eta_{\text{eff}} b^3 l}{d^3} \quad \text{für} \quad b < l \,. \tag{4.25}$$

4.2.3 Fluidische Dämpfung komplexer mikromechanischer Systeme

Mit der analytischen Beschreibung für fluidische Dämpfungsmechanismen wird es möglich die dynamischen Eigenschaften der mikromechanischen Systeme im Voraus abzuschätzen. Somit kann die Form der Elektroden hinsichtlich Empfindlichkeit, Kraftwirkung und Dämpfungseinflüsse optimiert werden. Die analytischen Gleichungen bilden zudem die Grundlage, um z. B. mit Hilfe von Dämpferelementen eine optimale Dämpfung des breitbandig arbeitenden FMD-Systems einzustellen.

Die analytische Abschätzung der Dämpfung in den komplexen FMD-Systemen erfolgt im Wesentlichen durch Betrachtung der beiden grundlegenden Dämpfungsmechanismen Slide Film- und Squeeze Film Dämpfung. Die effektive Viskosität wird nach Gln. (4.13) bzw. (4.17) angesetzt.

Für die Berechnung der Slide Film Dämpfung werden die mikromechanischen Strukturen in Teilbereiche maximaler lateraler Ausdehnung in Bewegungsrichtung zerlegt. Für diese Bereiche wird die Dämpfung nach Gl. (4.15) bzw. für kleine Spaltabstände und/oder nied-

rige Frequenzen nach Gl. (4.12) mit der in [VT01] eingeführten modifizierten Spaltbreite

$$d = \frac{d_0}{1 + 8{,}5\,\frac{d_0}{l}} \tag{4.26}$$

ermittelt. Durch die Skalierung mit dem Verhältnis von Spaltbreite zu Kanallänge, werden die infolge der Randeffekte verursachten Fehler in der analytischen Berechnung hinreichend reduziert.

In Gebieten, in denen die Luft zwischen parallelen Wänden gequetscht wird, erfolgt die Berechnung nach Gl. (4.18) für die Squeeze Film Dämpfung im allgemeinen Fall. Zusätzlich wurde die in [VPR05] vorgestellte Gleichung

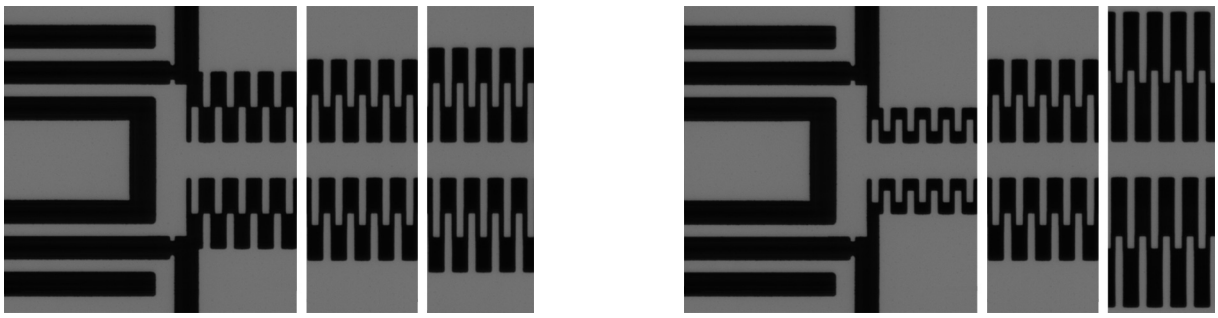
$$b = 1{,}3\,(1 + 3{,}3\mathrm{Kn})\,d \tag{4.27}$$

zur Anpassung der Plattenbreite b mit Bezug zum Abstand d der Platten und zur *Knudsen*-Zahl angewendet. Dadurch werden Fehler bei der analytischen Berechnung der Squeeze Film Dämpfung infolge von Randeffekten oder anderer Effekte, hervorgerufen durch die geringen Abmessungen der Strukturen, weitestgehend reduziert.

Besondere Beachtung bei der Berechnung der Dämpfung in komplexen mikromechanischen Systemen finden die Federn und die elektrostatischen Kammsysteme nach der Variante der Flächenvariation. Vor allem letztere stellen aufgrund der geringen Strukturabmessungen eine Herausforderung für die analytische Berechnung der Dämpfung dar, da sich hier Slide Film- und Squeeze Film Mechanismen überlagern. Bei Elektroden oder Dämpferelementen nach der Variante der Abstandsvariation liefert die analytische Dämpfungsberechnung aufgrund der dominierenden Squeeze Film Dämpfung hinreichend genaue Ergebnisse.

In der Literatur sind einige Artikel zu Dämpfungsberechnungen an lateral bewegten Mikro-Resonatoren mit Elektroden nach der Variante der Flächenvariation zu finden, jedoch konzentrieren sie sich auf die Berechnung der Slide Film Dämpfung und vernachlässigen die Effekte durch die auftretenden Quetschströmungen [Che04, YWH+03, CKPH94, ZT94, CKPH93]. Bei den untersuchten Strukturen handelt es sich meistens um Resonatoren in Oberflächenmikromechanik, d. h. die Strukturhöhe ist relativ gering. Bei der in der vorliegenden Arbeit verwendeten BDRIE-Technologie ist die dritte Dimension der Struktur und damit der Einfluss der Quetschströmung jedoch nicht zu vernachlässigen. In [ZT94] gibt es den Vorschlag, die analytisch berechnete Dämpfung innerhalb der Kammstruktur mit dem Faktor drei zu wichten, um die Abweichungen durch Randeffekte und aufgrund der geringen Abmessungen der Strukturen zu korrigieren. Eine weitere Me-

thode wird in [MF03] vorgestellt, wobei jede Dimension der einzelnen Zinken-Strukturen um einen bestimmten Betrag vergrößert wird. Die Berechnung der Dämpfung nach diesen beiden Ansätzen lieferte jedoch keine Übereinstimmung mit real gemessenen Werten. Aus diesem Grund wurden weitere Untersuchungen zu Dämpfungsmechanismen innerhalb mikromechanischer Kammelektroden an speziell dafür entwickelten Teststrukturen, wie in Abb. 4.9 dargestellt, durchgeführt.



(a) Unterschiedliche Überlappung **(b)** Unterschiedlicher Abstand zur Rückwand

Abb. 4.9: Bilder von gefertigten Teststrukturen zur Untersuchung der Dämpfung innerhalb der Kammelektroden (Bewegungsrichtung ist vertikal zur Abbildung)

Betrachtet man die Strömung innerhalb einer Elementarzelle einer Kammelektrode, so wird ersichtlich, dass das zusammengepresste Luftvolumen lediglich in vertikaler Richtung nach oben und unten entweichen kann, was der kürzeren Seite der aufeinander zu bewegten Platten entspricht (Abb. 4.10). Die allgemeinen analytischen Modelle für die Rechteckplatte gehen jedoch davon aus, dass die Platte nach allen Seiten hin frei ist.

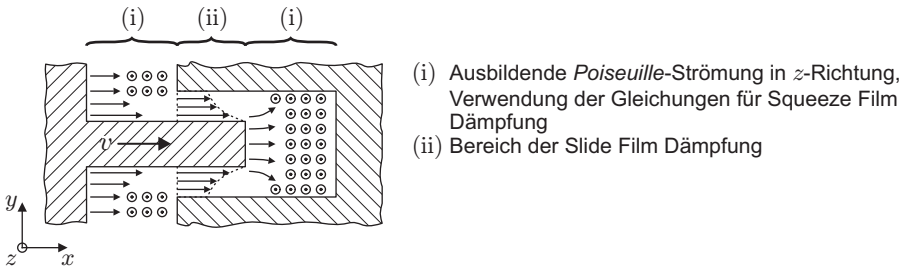


Abb. 4.10: Schematische Darstellung der Fluidgeschwindigkeit und -Richtung innerhalb einer Kammzelle

Eine Möglichkeit, um dennoch die Gleichungen für die Squeeze Film Dämpfung zu nutzen, besteht darin, im Modell die kürzere Seite unendlich auszudehnen bzw. auf einen Wert, der sehr viel größer als die längere Seite ist. Nach der Berechnung mit Gl. (4.25) wird das Ergebnis auf die ursprüngliche Breite zurückgerechnet. Möglich wird das dadurch, dass die Länge der bewegten Platte linear in die Gleichung zur Berechnung der Squeeze Film Dämpfung eingeht. Eine weitere Möglichkeit zur Berechnung der Dämpfung innerhalb

der Kammelektroden ergibt sich durch die Anpassung der allgemeinen Gleichungen für die Squeeze Film Dämpfung. In [DHX98] wurde die Differenzialgleichung (4.16) mit dem Ansatz der *Green*schen Funktion gelöst und als Ergebnis dieselben Gln. (4.18) und (4.19) erhalten. Ein Vorteil dieses Lösungsansatzes ist, dass er ermöglicht, die Randbedingungen für das Squeeze Film Problem zu variieren. Somit wurden analytische Gleichungen für den Fall abgeleitet, dass eine, zwei, drei oder auch alle vier Seiten der bewegten Platte geschlossen sind. Für die Berechnung der Dämpfung innerhalb einer Elementarzelle kann demnach die Lösung für eine rechteckige Platte mit zwei gegenüberliegenden geschlossenen Seiten wie folgt ermittelt werden (siehe Anhang B):

$$F_{\mathrm{D}} = \frac{8\sigma pA}{\pi^4 d\omega} v_z \sum_{n\ odd} \frac{n^2\chi^2}{n^2\left(n^4\chi^4 + \frac{\sigma^2}{\pi^4}\right)}\,, \tag{4.28}$$

$$F_{\mathrm{K}} = \frac{8\sigma^2 pA}{\pi^6 d} z \sum_{n\ odd} \frac{1}{n^2\left(n^4\chi^4 + \frac{\sigma^2}{\pi^4}\right)}\,. \tag{4.29}$$

Mit diesen Gleichungen lässt sich die Dämpfung innerhalb der Kammelektroden hinreichend genau ermitteln. In Tab. 4.1 sind gemessene und analytisch ermittelte Werte für die Güte der gefertigten Teststrukturen zusammengetragen. Die Elektroden der Teststrukturen wurden mit verschiedenen Werten für die Überlappung u und den Rückseitenabstand r ausgelegt. Es wird deutlich, dass die analytische Berechnung der Dämpfung durchaus zur Abschätzung und Analyse verwendet werden kann.

Tab. 4.1: Vergleich zwischen gemessener und berechneter Güte von Teststrukturen

Bezeichnung	**u in µm**	**r in µm**	**f_0 in kHz**	**Q_{mess}**	**Q_{analyt}**
Damp1	0	20	32,7	102	95
Damp2	5	20	32,3	101	93
Damp3	10	20	31,9	101	92
Damp4	5	10	33,2	78	62
Damp5	5	30	31,3	109	103
Damp6	0	10	33,3	77	62
Damp7	10	10	32,3	79	61
Damp8	0	30	31,6	112	105

Für eine genauere Berechnung der Dämpfung sollte das Problem mit einem Fluidik-Simulations-Werkzeug wie z. B. *ANSYS CFX* numerisch gelöst werden. Erste Ergebnisse dazu konnten im Rahmen einer Diplomarbeit erzielt werden [Sor09]. Zur Veranschaulichung der Strömungsvorgänge innerhalb der MEMS Elemente sind in den folgenden Abbildungen die Ergebnisse der Dämpfungssimulation einer Elementarzelle und einer Feder

mit *ANSYS CFX* dargestellt. Zu sehen sind die Stromlinien und die Strömungsgeschwindigkeiten innerhalb der Elementarzelle einer Kammelektrode sowie die Stromlinien und der Druckgradient für verschiedene Auslenkungen einer Feder.

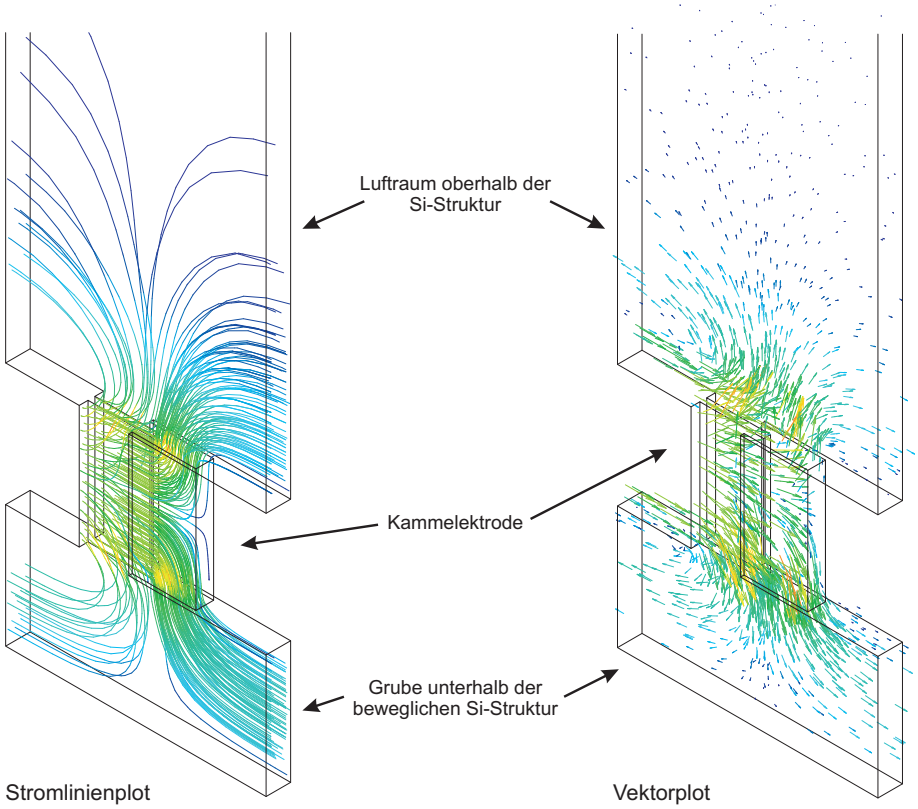
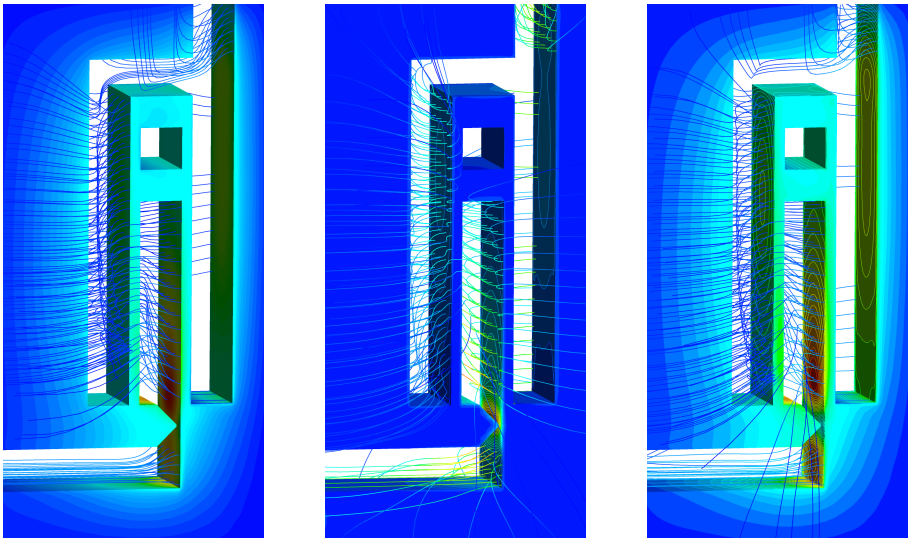


Abb. 4.11: 3D-Fluidik-Simulation der Elementarzelle einer Kammelektrode



(a) $x = -100nm$ **(b)** $x = 0$ **(c)** $x = 100nm$

Abb. 4.12: Darstellung der Stromlinien und des Druckgradienten einer mikromechanischen Feder bei verschiedenen Auslenkungen

4.3 Gestaltung der Funktionselemente

4.3.1 Seismische Masse

Die seismische Masse der FMD-Systeme dient der Wandlung einer mechanischen Größe wie z. B. Vibration bzw. Beschleunigung in eine elektrische Ausgangsgröße. Die externe mechanische Erregung bewirkt eine Kraft auf die seismische Masse und es kommt zu einer räumlichen Verschiebung gegenüber dem Rahmen. Diese Auslenkung relativ zum Rahmen wird mit Hilfe von Elektroden in die elektrische Ausgangsgröße überführt.

Die Eigenfrequenz des Sensors, aber auch die Güte resonanter Systeme wird von der seismischen Masse beeinflusst. Da bei Verwendung der BDRIE-Technologie die frei bewegliche Siliziumstruktur nicht durch isotropes Unterätzen freigelegt wird, ist es nicht notwendig, die seismische Masse als Gitterstruktur auszulegen. Aus diesem Grund kann im Gegensatz zu anderen oberflächennahen Si-Technologien eine große seismische Masse erreicht werden. Nach der Gleichung

$$m_{\mathrm{Si}} = \rho_{\mathrm{Si}}\, A\, h \tag{4.30}$$

beträgt bei einer vorgegebenen Strukturhöhe von 50 µm die maximale Masse reinen Siliziums 116,45 µg/mm^2.

4.3.2 Federn

Die seismische Masse wird über Federn mit dem Rahmen verbunden. Für die lateral beweglichen Strukturen werden Federn in Balkenform verwendet. Die Federn sind so zu gestalten, dass sie in Nutzrichtung die gewünschte Nachgiebigkeit, in allen anderen Richtungen jedoch eine möglichst hohe Steifigkeit aufweisen. Damit wird die Querempfindlichkeit der Sensorstruktur minimal.

Die einfachste Form einer Feder ist ein langer dünner Biegebalken. Eine detaillierte Herleitung zur Biegung von Balken ist in [GD06] zu finden. Gerade bei Inertialsensoren der Mikrosystemtechnik finden jedoch die einfachen Federformen kaum Anwendung. Durch die beidseitige Aufhängung der seismischen Masse kommt es zum sogenannten Stress-Stiffening-Effekt, der zu einer progressiven Federsteifigkeit führt. Dabei erhöht sich die Steifigkeit der Feder infolge der Auslenkung der seismischen Masse. Der Grund dafür sind Zugkräfte innerhalb der Federbänder [Meh00]. Um diesen Effekt zu verringern, werden

einerseits Bügelfedern mit oder ohne Quertraverse verwendet, andererseits kann die Einspannstelle der Feder modifiziert werden, um die Zugkräfte innerhalb der Federbänder auf Kompensationsstrukturen zu verlagern. Die Verwendung von Bügelfedern mit Quertraverse führt außerdem zu einer geradlinigen Bewegung der seismischen Masse mit einer nahezu konstanten Federsteifigkeit. Trotz der Verwendung von Stress-kompensierten Federformen gilt, dass die Auslenkung des Federbandes nicht größer als 10 % seiner Länge sein soll [MF03]. In Abb. 4.13 sind verschiedene Arten von Federn dargestellt.

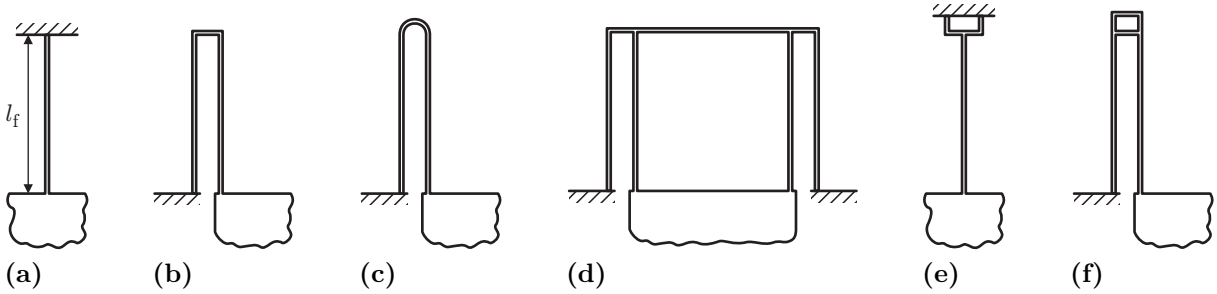


Abb. 4.13: Beispiele verschiedener Federformen *a)* Einfache Balkenstruktur, *b)* Bügelfeder eckig und *c)* rund, *d)* Bügelfeder mit Quertraverse, *e)* Feder mit Kompensationsstruktur, *f)* Bügelfeder mit verstärktem Federkopf

Der Zusammenhang zwischen der Auslenkung einer Feder bzw. eines Federbandes und der dafür notwendigen Kraft wird durch die Federsteifigkeit k ausgedrückt. Beeinflusst wird sie im Wesentlichen durch das verwendete Material sowie durch den Querschnitt und die Länge des Federbandes. Der Materialparameter ist des Elastizitätsmodul E. Für Silizium in <110>-Richtung ist $E = 169\,\mathrm{GPa}$. Die Form des Feder-Querschnitts wird durch die verwendete Technologie bestimmt. Bei der verwendeten BDRIE-Technologie ist die Dicke der Feder durch die Strukturhöhe von 50 µm vorgegeben. Nach dem tiefen reaktiven Ionenätzen stellt sich ein leicht trapezförmiger Querschnitt ein. Die variablen Parameter sind die Breite und die Länge der Feder, die Anzahl der parallelen Federbänder einer Feder und die Anzahl der Federn im Gesamtsystem.

Für eine einfache Feder mit s-förmiger Biegelinie wird die Federsteifigkeit mit Gl. (4.31) analytisch ermittelt [Bög06, WA87]. In Abb. 4.14 sind beispielhaft die Querschnitte von Federbändern mit unterschiedlicher Geometrie dargestellt.

Technologisch bedingt sollte die Breite der Federbänder nicht kleiner als 3 µm sein und die Länge 500 µm nicht überschreiten[6]. Bei extrem kurzen Federn weicht wiederum die Verformung von der s-förmigen Biegelinie ab und die Federkennlinie wird nichtlinear. Mit

[6]Bei den genannten Werten handelt es sich um eigene Erfahrungswerte sowie Erfahrungswerte der Mitarbeiter des ZfM.

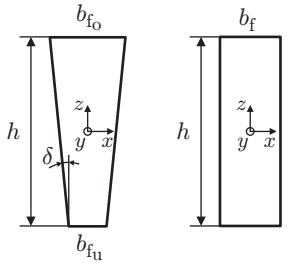


Abb. 4.14: Federquerschnitt

$$k_{mec} = \frac{12EI_{zz}}{l_f^3} \tag{4.31}$$

$$I_{zz} = \frac{h}{48}(b_{f_o} + b_{f_u})(b_{f_o}^2 + b_{f_u}^2) \quad \text{(Trapez)} \tag{4.32}$$

$$I_{zz} = \frac{1}{12}b_f^3 h \quad \text{(Rechteck)} \tag{4.33}$$

I_{zz} Flächenträgheitsmoment
l_f Federlänge

der FEM (Finite-Elemente-Methode) Simulation kann die Federkennlinie bezüglich ihrer Linearität untersucht und die Steifigkeit z. B. einer Bügelfeder ermittelt werden.

Mit der FEM Simulation wurden verschiedene Federformen hinsichtlich Federkennlinie und den Steifigkeiten in unterschiedlichen Richtungen untersucht. Die höchste Quersteifigkeit zeigt die Bügelfeder mit Quertraverse. Diese Art der Aufhängung ist allerdings nicht immer realisierbar. Eine ebenfalls hohe Steifigkeit in Querrichtung zeigt die Bügelfeder mit verstärktem Federkopf. Beide Varianten werden im vorgestellten FCOS verwendet.

An den Einspannstellen der Federbänder wurden im Layout Fasen eingefügt. Beim DRIE-Ätzschritt werden sie verrundet und verringern die Kerbwirkung. Die REM-Aufnahme in Abb. 4.15 zeigt die mechanische Stabilität einer derartigen Federeinspannung. Beim Herausbrechen der Feder ist diese nicht wie erwartet an der dünnsten Stelle gebrochen, sondern hat eine große Silizium-Scholle aus dem Substrat gerissen. Mit den Fasen lassen sich die durch das DRIE-Ätzen hervorgerufenen Einschnürungen gut unterdrücken. Vor allem an Stellen mit einem Winkel von 90° oder weniger sollten sie an den belasteten Strukturelementen angebracht werden (siehe REM-Aufnahmen in Abb. 4.16).

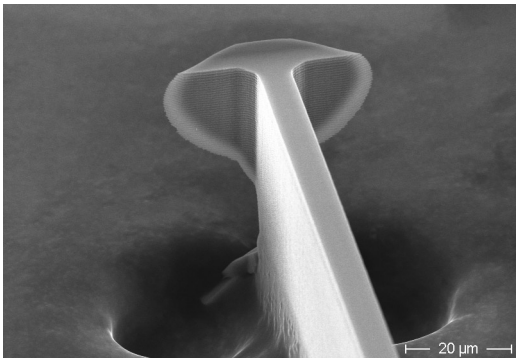
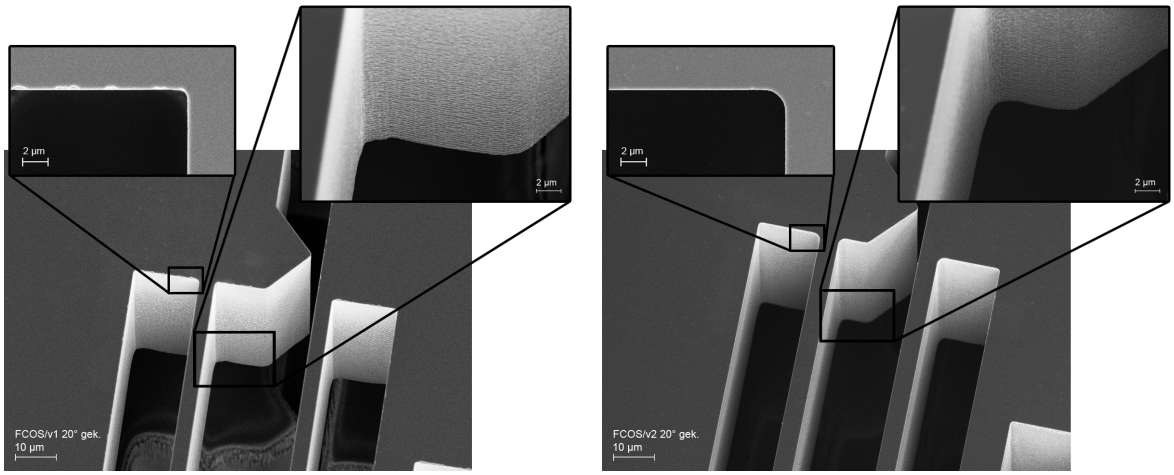


Abb. 4.15: REM-Aufnahme eines herausgebrochenen Federbandes mit Fasen

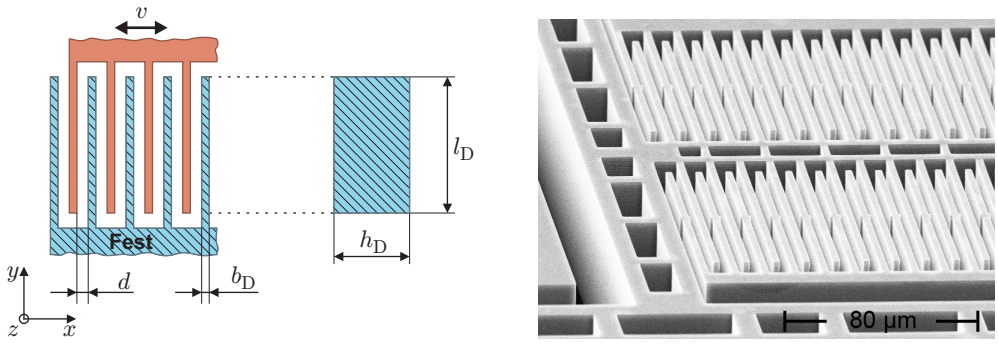


(a) **(b)**

Abb. 4.16: REM-Aufnahmen eines Federbandes *a)* ohne und *b)* mit Fase

4.3.3 Dämpfer

Um eine ausreichende Dämpfung des Breitbandschwingers zu ermöglichen und dennoch die Güte des Resonators nicht zu verringern, sind zusätzliche Dämpferelemente notwendig. Damit werden die fluidischen Eigenschaften des umgebenden Mediums bewusst ausgenutzt und das dynamische Verhalten des breitbandig arbeitenden Schwingsystems mit passiven Elementen angepasst. Von den beiden grundlegenden Dämpfungsmechanismen, Slide Film- und Squeeze Film Dämpfung, ist letzterer sehr gut geeignet, um mit wenigen Elementen eine ausreichende Dämpfung zu erzielen. Ausgehend von der analytischen Gleichung zur Berechnung der Squeeze Film Dämpfung, Gl. (4.25), wird die Dämpfung mit parallelen, aufeinander zu bewegten Rechteckplatten eingestellt (siehe Abb. 4.17).



(a) **(b)**

Abb. 4.17: Elemente zur Dämpfung des Breitbandschwingers *a)* schematische Darstellung *b)* REM-Aufnahme der Dämpferstrukturen

Die Plattengeometrie wird teilweise durch die verwendete Si-Technologie bestimmt (Strukturhöhe h_D und minimale Strukturbreite b_D). Der kleinstmögliche Abstand d zwischen den

Platten wird entweder durch die Technologie oder durch die maximale Bewegungsamplitude des FMD-Systems vorgegeben. Die Anpassung des Dämpfungsverhaltens erfolgt demnach über die Länge l_D und die Anzahl der Dämpferelemente.

4.3.4 Elektroden

Die Elektroden des mikromechanischen Sensor-Aktuator-System sind variable Kapazitäten und haben drei unterschiedliche Aufgaben:

(1) Erzeugung von Erregersignalen zur Charakterisierung und Ansteuerung der Silizium-Schwinger,

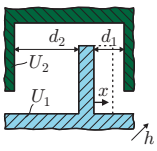
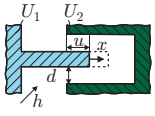
(2) Detektion der Auslenkung und

(3) Erzeugung von auslenkungsabhängigen Koppelkräften zwischen den beiden FMD-Systemen.

Der elektromechanische Wandlereffekt entsteht dabei durch die Relativbewegung der Elektroden und lässt sich unmittelbar auf die Kapazitätsfunktion $C(x)$ bzw. ihre Ableitungen nach der Relativbewegung $C_x = \mathrm{d}C(x)/\mathrm{d}x$ und $C_{xx} = \mathrm{d}^2C(x)/\mathrm{d}x^2$ zurückführen.

Für die kapazitiven Elektroden kommen zwei grundlegende Varianten in Frage. Diese sind die Abstandsvariation und die Flächenvariation paralleler Platten. Beide Varianten sind mit ihren wichtigsten Grundbeziehungen und unter Vernachlässigung der Streufelder in Tab. 4.2 dargestellt.

Tab. 4.2: Elektrodenanordnungen der Elementarzellen und ihre Grundbeziehungen

Elektroden-anordnung	**Kapazität**	**Elektrostatische Kraft**
Allgemein	$C = \dfrac{\varepsilon A}{d}$	$F_\mathrm{el} = \dfrac{U^2}{2}\dfrac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}x}$ mit $U = U_2 - U_1$
Abstandsvariation 	$C = \dfrac{\varepsilon A}{d_1 - x} + \dfrac{\varepsilon A}{d_2 + x}$ (Nichtlineare Kennlinie)	$F_\mathrm{el} = \dfrac{U^2}{2}\left(\dfrac{\varepsilon A}{(d_1 - x)^2} - \dfrac{\varepsilon A}{(d_2 + x)^2}\right)$
Flächenvariation 	$C = 2\,\dfrac{\varepsilon(u + x)h}{d}$ (Lineare Kennlinie)	$F_\mathrm{el} = U^2\,\dfrac{\varepsilon h}{d}$

Die Variante der **Abstandsvariation** bietet im Allgemeinen eine überaus hohe Kapazitätsänderung, weshalb sie sehr gern in kapazitiven MEMS eingesetzt wird. Allerdings ist diese Eigenschaft lediglich für kleine Wege der seismischen Masse gegeben, wie sie z. B. bei Gyroskopen oder breitbandigen und stark überdämpften Beschleunigungssensoren auftreten. Bei größeren Amplituden muss auch ein größerer Elektrodenabstand gewählt werden, wodurch sich die vermeintlich hohe Kapazitätsänderung relativiert. Bei Elektroden mit Abstandsvariation muss außerdem der sogenannte Pull-In-Effekt beachtet werden. Dieser Effekt tritt auf, wenn die elektrostatische Kraft größer wird als die mechanische Rückstellkraft der Feder. Dabei kommt es zum „Pull-In“ der Struktur, d. h. überschreitet die Auslenkung der seismischen Masse einen bestimmten Punkt, so wird sie schlagartig in diese Richtung gezogen. Um diesen hier unerwünschten Effekt zu vermeiden, darf die maximale Amplitude der translatorischen Bewegung laut Theorie 1/3 des Elektrodenabstandes nicht überschreiten [GD06]. Durch den Einfluss von Asymmetrien und kapazitiven Streufeldern verringert sich der Wert in der Praxis auf ca. 1/4 des Elektrodenabstandes.

Des Weiteren ist es mit der verwendeten BDRIE-Technologie nicht möglich, sich kreuzende Leiterzüge herzustellen. Aus diesem Grund wird die kapazitive Sensitivität erst durch unterschiedliche Elektrodenabstände auf beiden Seiten des bewegten Elements möglich. Hierbei hat sich das Verhältnis für $d_1 : d_2 = 1 : 2{,}5$ als Optimum zwischen benötigter Fläche und erreichter Sensitivität ergeben. Darüber hinaus weisen die aufeinander zu bewegten Platten der Abstandsvariation einen großen fluidischen Widerstand auf, der sich negativ auf die maximal erreichbare Resonanzüberhöhung auswirkt. Durch eine Zerlegung großflächiger Elektroden kann zwar die fluidische Dämpfung stark minimiert werden, jedoch nimmt dabei gleichzeitig die wirksame Elektrodenfläche ab und das Verhältnis von Kapazitätsänderung zu Elektrodenfläche sinkt.

Bei der Variante der **Flächenvariation** wird, unabhängig von der Bewegungsamplitude, der technologisch kleinstmögliche Elektrodenabstand verwendet. Der Überlappungsbereich u wird gerade so dimensioniert, dass für die maximale relative Bewegung zwischen seismischer Masse und Rahmen der lineare Bereich der Kapazitätskennlinie genutzt wird und die Kraftwirkung somit konstant ist. Der Pull-In-Effekt tritt bei dieser Anordnung nicht auf. Außerdem erweist sich die geringe Fluiddämpfung derartiger Elektroden als großer Vorteil für resonante Strukturen.

Für den Fall, dass dennoch eine lineare Kraftkennlinie, wie sie beispielsweise für die Koppelelektroden im FCOS benötigt wird, erzeugt werden soll, kann die einzelne Elementarzelle variiert und somit die Kapazitätsfunktion angepasst werden. Dazu gibt es in der Literatur einige Beispiele [LLC08, JMM+03, YMM98]. In [MG08] wird entgegen den anderen Veröffentlichungen eine vertikale Strukturierung entlang der z-Achse vorgestellt.

Eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung einer linearen Kraftkennlinie ergibt sich durch die Gestaltung eines kompletten Elektrodenkamms mit nacheinander eingreifenden, gestuften Zinken [MGF+06, Sch05, Wib02, LC98]. Eine beispielhafte Auswahl verschiedener Zinken- bzw. Elektrodenformen ist in Abb. 4.18 dargestellt. Die Variation der gesamten Kammelektrode ist weniger anfällig gegenüber technologisch bedingten Toleranzen und wird daher bevorzugt. Die für die Dimensionierung der Elektrodensysteme des FCOS notwendige maximale Bewegungsamplitude ergibt sich durch die Relativbewegung zwischen den einzelnen FMD-Systemen.

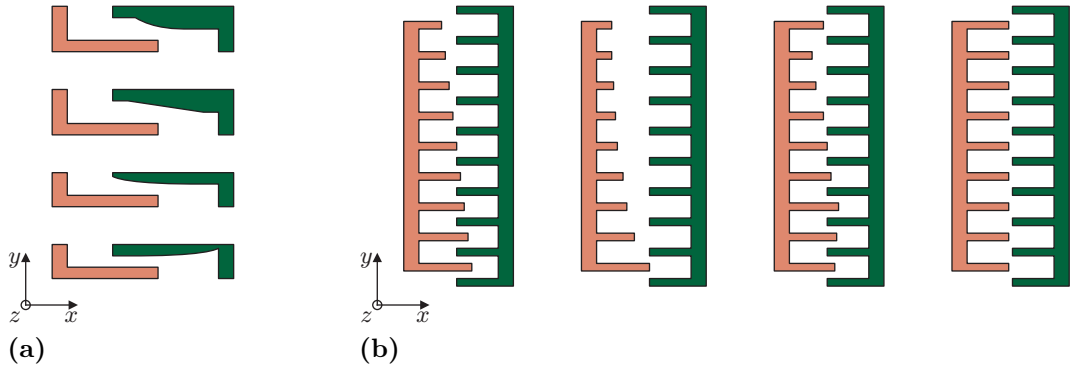


Abb. 4.18: Erzeugung linearer Kraftkennlinien durch *a)* Variation der Zinkenform und *b)* Variation der Kammelektrode

Infolge der auslenkungsabhängigen elektrostatischen Kräfte kommt es zu einer Veränderung der Steifigkeit der FMD-Systeme. Man spricht dabei von elektrostatischer Erweichung. Die zweite Ableitung der Kapazität nach der Relativbewegung C_{xx} nimmt einen Wert ungleich null an. Zusammen mit einer Polarisationsspannung zwischen den Elektroden entsteht eine elektromechanische Rückkopplung, die zu einer Erweichung des Systems führt. Die resultierende Steifigkeit des mikromechanischen Systems wird durch die mechanische Federsteifigkeit k_{mec} und die Federsteifigkeit infolge der elektrostatischen Erweichung k_{el} definiert. Für die Eigenfrequenz des Systems ergibt sich folgende Gleichung:

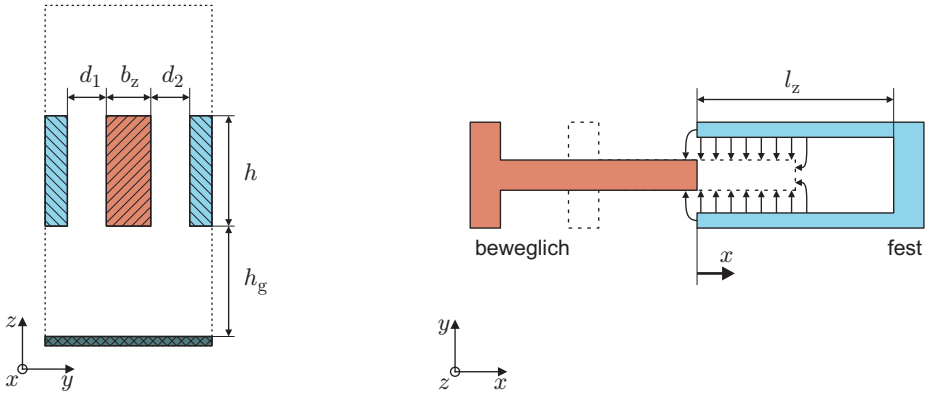
$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k_{\mathrm{mec}} - k_{\mathrm{el}}}{m}}\,, \tag{4.34}$$

mit

$$k_{\mathrm{el}} = \frac{\mathrm{d}F_{\mathrm{el}}}{\mathrm{d}x} = \frac{U^2}{2}\frac{\mathrm{d}^2C}{\mathrm{d}x^2}\,. \tag{4.35}$$

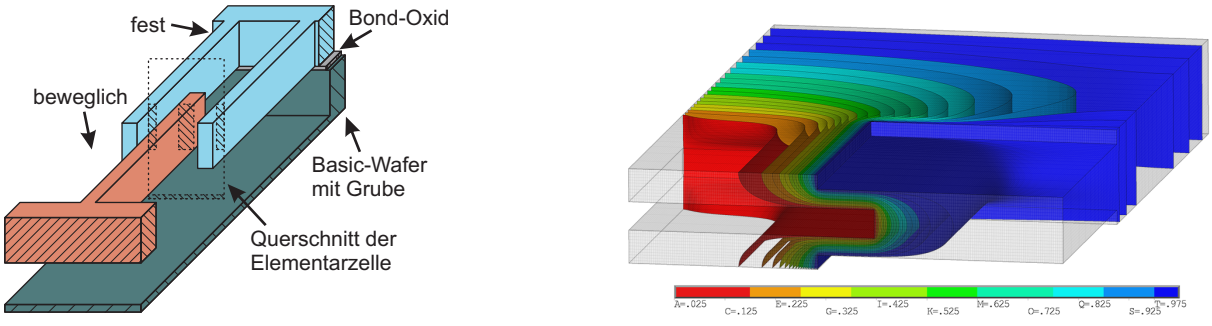
FEM Modell der Elementarzelle

Die Elektroden des mikromechanischen Systems haben unterschiedliche Aufgaben und benötigen ein entsprechendes Design. Allen gemeinsam ist, dass sie aus Wiederholstrukturen, den Elementarzellen, aufgebaut sind. Somit entstehen komplexe Kammsysteme zur Ansteuerung und Detektion sowie zur Bereitstellung der Koppelkraft. Die Kapazitätsfunktion der Elementarzelle wurde mit der Finite-Elemente-Methode ermittelt. Der Querschnitt und die Draufsicht der Elementarzelle mit den wichtigsten Simulationsparametern sind in Abb. 4.19 dargestellt. Das 3D-Modell der Elementarzelle und das Ergebnis einer FEM-Berechnung sind in Abb. 4.20 dargestellt. Die Berechnung der Kapazität erfolgt aus der gespeicherten Energie des elektrischen Feldes. Die ermittelten Kennlinien für die Kapazität und deren Ableitung nach der Relativbewegung für das Prinzip der Flächenvariation zeigen die Graphen in Abb. 4.21.



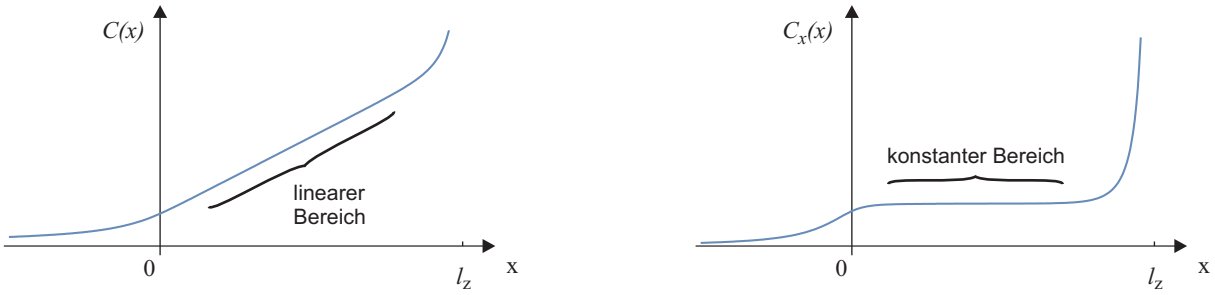
(a) Querschnitt **(b)** Draufsicht (Flächenvariation)

Abb. 4.19: Skizzen der Elementarzelle mit Simulationsparameter



(a) 3D-Modell **(b)** FEM-“Schnittdarstellung“

Abb. 4.20: 3D-Modell und FEM Ergebnis der elektrostatischen Feldberechnung



(a) Kapazität $C(x)$

(b) Ableitung der Kapazität nach der Auslenkung $C_x(x)$

Abb. 4.21: Kennlinien der Elementarzelle

Elektroden für die Anregung und Detektion

Für die Aufgaben (1) und (2) wird eine wegunabhängige und somit konstante erste Ableitung der Kapazität nach der Relativbewegung (C_x = konst.) angestrebt. Demnach ist der Arbeitsbereich der Elektroden auf den linearen Bereich der Kapazitätskennlinie beschränkt. Die Ableitung der Kapazität nach der Relativbewegung C_x stellt die Empfindlichkeit der Elektrode dar und ist in diesem Bereich konstant. Es ergibt sich, wie in Tab. 4.2 angegeben, eine elektrostatische Kraftwirkung, die unabhängig von der Auslenkung ist.

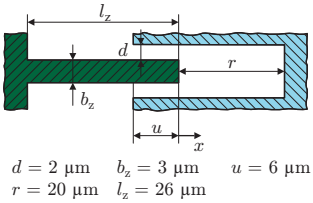
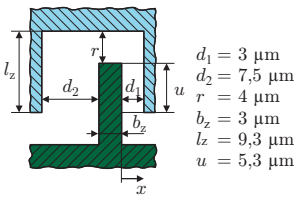
Bei der Auswertung der Sensorbewegung profitiert man ebenfalls von einer konstanten Ableitung der Kapazität nach der Auslenkung, da die Umladeströme der Kapazitäten zwischen feststehendem und beweglichem Teil der Elektroden detektiert werden. Ein konstantes C_x führt hier zu einer linearen Abhängigkeit des Umladestroms von der Geschwindigkeit der seismischen Masse und somit von der Anregungsbeschleunigung:

$$I = U_{\mathrm{pol}} \frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}t} = U_{\mathrm{pol}} \frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}x} \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} \,. \tag{4.36}$$

Durch eine ideal konstante erste Ableitung C_x wird die zweite Ableitung C_{xx} zu null. In Realität ist dieser Fall nicht gegeben, d. h. C_{xx} nimmt einen Wert größer null an. Für die Elektroden zur Erzeugung der Erregersignale sowie zur Detektion der Umladeströme ist das Ziel, diesen Wert so klein wie möglich und über den Auslenkungsbereich konstant zu halten. Die elektromechanische Rückkopplung führt damit zu einer geringen und konstanten elektrostatischen Erweichung. Dies erlaubt, die Sensitivität des Sensors mit Hilfe der angelegten Polarisationsspannung zu beeinflussen, ohne gleichzeitig die Systemeigenschaften zu verändern.

Eine Gegenüberstellung der unterschiedlichen Grundprinzipien für die Elektroden zur Detektion bzw. Anregung, speziell für den möglichst gering gedämpften Resonator, ist in Tab. 4.3 dargestellt. Als Grundlage für den Vergleich dient der Quotient aus Sensitivität und der notwendigen Fläche einer gesamten Elektrode. Verglichen werden die Werte für die Grundkapazität C_0, die zweite Ableitung C_{xx} und die fluidische Dämpfung d. Dabei wurde eine maximale Bewegungsamplitude von 1 µm angenommen. Für die Variante der Abstandsvariation kommt es bei größeren Amplituden aufgrund der notwendigen Vergrößerung der Elektrodenabstände zu einer deutlichen Verringerung der Empfindlichkeit, wohingegen die vorgestellte Variante der Flächenvariation für Bewegungsamplituden von bis zu 2 µm unverändert geeignet ist. Für größere Amplituden muss hier lediglich der Überlappungsbereich angepasst werden. Die Sensitivität C_x bleibt im Gegensatz zur Abstandsvariation über den gesamten Auslenkungsbereich nahezu konstant.

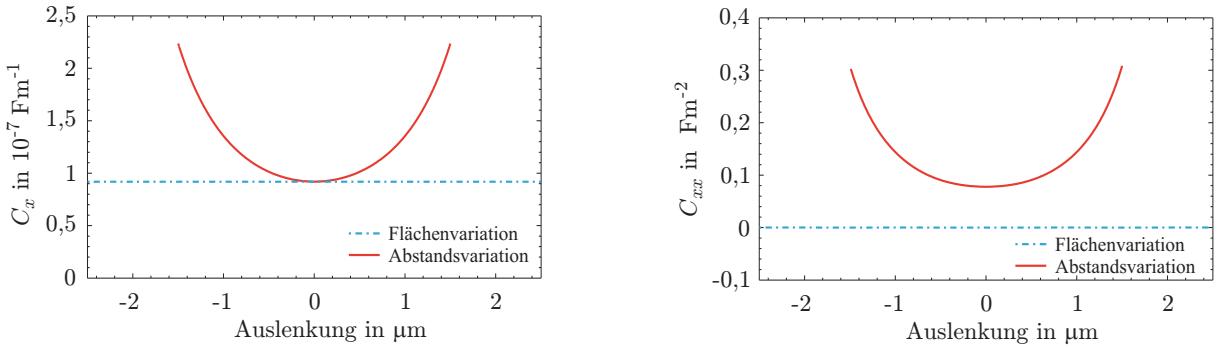
Tab. 4.3: Differenzielle Elektroden für Anregung und Detektion

	Flächenvariation	**Abstandsvariation**
C_0	935,7 fF (numerisch)	459,9 fF
$C_x{}^*$	91,9 fF/µm	92,0 fF/µm
$C_{xx}{}^*$	34,4 aF/µm^2	85,5 fF/µm^2
d	4,81 µNs/m	8,70 µNs/m
n_{ez}	2 × 100	2 × 210
A_{ez}	460 µm^2	219,4 µm^2
A	92000 µm^2	92169 µm^2
		
	niedrige Dämpfung, sehr kleines C_{xx}, dadurch geringer Einfluss elektrostatischer Erweichung	größere Dämpfung, großes C_{xx}, kleiner linearer Bereich, zusätzlich tote Fläche, nur für kleine Auslenkungen geeignet

*Angegeben sind die Absolutwerte in Ruhelage bei $x = 0$, wie in den Grafiken dargestellt.

Die Elektroden des FCOS werden als Kammsysteme in differenzieller Ausführung entworfen und sind aus kapazitiven Elementarzellen aufgebaut. Für die beispielhafte Dimensionierung aus Tab. 4.3 sind die Graphen für die effektiven Ableitungen[7] C_x und C_{xx} in Abb. 4.22 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Anforderungen einer über den Auslenkungsbereich konstanten elektrostatischen Kraft, einer geringen Dämpfung sowie einer vernachlässigbar geringen elektrostatischen Erweichung durch die Verwendung von Elek-

[7]Die effektive Kapazitätsänderung entsteht hier durch Differenzbildung.



(a) **(b)**

Abb. 4.22: Effektive erste *(a)* und zweite *(b)* Ableitungen der Kapazität nach der Relativbewegung für die Detektionselektroden in differenzieller Anordnung

troden nach dem Prinzip der Flächenvariation in vollem Maße erfüllt werden. Folgt man den analytischen Formeln für die Kapazität und deren Ableitungen, ist bei der Flächenvariation der Wert der zweiten Ableitung null. Hervorgerufen durch die Streufelder an den Elektroden, nimmt sie praktisch jedoch einen Wert ungleich null an und liegt laut Simulation drei Zehnerpotenzen unterhalb des Werts der Abstandsvariation.

Die Detektionselektroden des Gesamtsystems befinden sich am Resonator und sollen lediglich geringste Verluste durch fluidische Dämpfung aufweisen. Dementsprechend wird die Überlappung u der Elektroden auf einen minimalen Wert eingestellt und der Abstand zwischen den beweglichen Kammzinken und der gegenüberliegenden Rückwand r optimiert. Das Ziel ist eine lineare Kapazitätskennlinie bei vorgegebener maximaler Auslenkung, kleinstmöglicher Dämpfung und optimaler Flächenausnutzung. Im Gegensatz dazu dürfen die Elektroden zur Anregung bzw. auch zur Detektion der Bewegung des Breitbandschwingers höhere fluidische Reibungsverluste aufweisen, da hier ein gewisser Dämpfungsgrad explizit erwünscht ist.

Elektroden für die Erzeugung der Koppelkraft

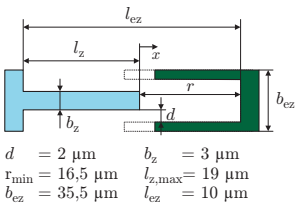
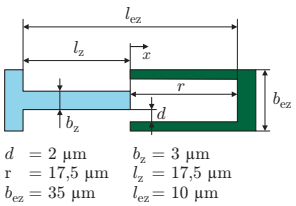
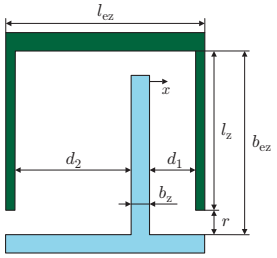
Die dritte Aufgabe, die Erzeugung einer auslenkungsabhängigen Koppelkraft zwischen den beiden FMD-Systemen, wird mittels einer multiplikativen Kraftkopplung durch die Koppelelektroden realisiert. Die Koppelelektroden befinden sich zwischen dem Breitbandschwinger und dem Resonator und bilden eine variable Kapazität. Für sie wird eine quadratische Funktion angestrebt. Damit ist die Ableitung der Kapazität nach der Relativbewegung linear ($C_x = \text{konst.} \cdot x$) und bewirkt eine auslenkungsabhängige lineare Kraft zwischen den beiden FMD-Systemen. Die zweite Ableitung der Kapazität nach der Relativbewegung ist konstant ($C_{xx} = \text{konst.}$). Das bedeutet, dass die elektrostati-

sche Erweichung des Systems im gesamten Auslenkungsbereich unveränderlich und das Schwingverhalten der FMD-Systeme linear ist. Der Beschleunigungssensor des Systems, der Breitbandschwinger, ist für Auslenkungen von mehreren µm ausgelegt. Diese maximale Auslenkung ist für das Design der Koppelelektroden ausschlaggebend.

Auch die Koppelelektroden sind komplexe Kammsysteme, die aus Elementarzellen bestehen. Die Ausführung erfolgt ebenfalls in differenzieller Anordnung, wodurch sich unter anderem die Kraftwirkung verdoppelt[8]. Die Linearität der Koppelkraft kann leicht über die Kennlinie der zweiten Ableitung kontrolliert werden. Sie sollte möglichst im gesamten Auslenkungsbereich konstant bleiben. Entscheidend für die Wahl einer geeigneten Elektrodenform sind primär die Größe und Linearität der Kapazitätsänderung im Auslenkungsbereich. Ferner sollen die Koppelelektroden eine möglichst geringe fluidische Dämpfung aufweisen, um dem Resonator einen geringen fluidischen Widerstand entgegenzusetzen.

[8]Berechnungen dazu folgen in Abschn. 4.4.3.

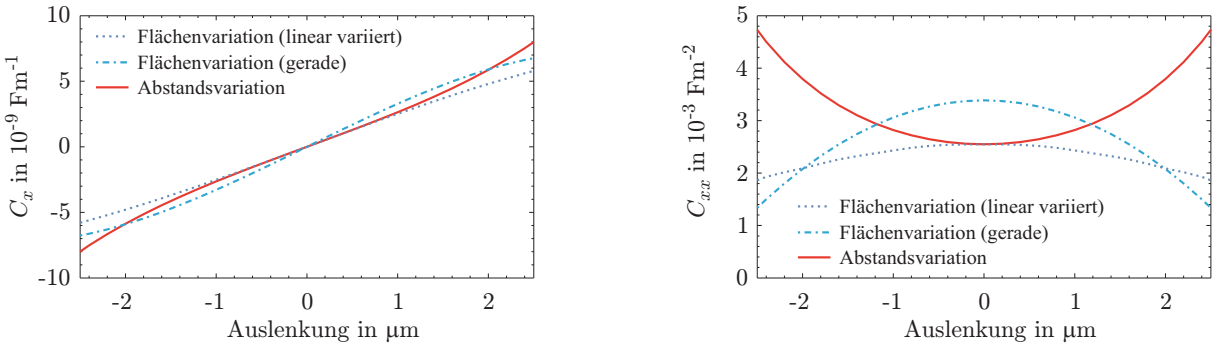
Tab. 4.4: Vergleich unterschiedlicher Varianten der Koppelelektrode für einen differenziell aufgebauten Kamm bestehend aus 2x26 Elementarzellen

	Flächenvariation		**Abstandsvariation**
	Linear variierter Kamm*	**Gerader Kamm***	**Closing Gaps**
C_0	104,1 fF	96,80 fF	94,18 fF
C_{xx}**	2,334 fF/µm^2	2,760 fF/µm^2	2,550 fF/µm^2
d	1,361 µNs/m	1,222 µNs/m	1,301 µNs/m
n_{ez}	2 × 26	2 × 26	2 × 26
A_{ez}	355 µm^2	350 µm^2	1005 µm^2
	 d = 2 µm b_z = 3 µm r_{min} = 16,5 µm $l_{z,max}$ = 19 µm b_{ez} = 35,5 µm l_{ez} = 10 µm	 d = 2 µm b_z = 3 µm r = 17,5 µm l_z = 17,5 µm b_{ez} = 35 µm l_{ez} = 10 µm	 d_1 = 7,5 µm b_z = 3 µm r = 4 µm d_2 = 19 µm l_z = 26 µm b_{ez} = 30 µm l_{ez} = 32,5 µm
	C_x linear innerhalb des Auslenkungsbereiches	C_x linear in kleinem Bereich	C_x linear in sehr kleinem Bereich, großer Flächenbedarf, Pull-In

*Dabei handelt es sich um eine Kammelektrode bestehend aus n_{ez} Elementarzellen mit entweder gestuften oder konstanten Längen l_z und einer sich daraus ergebenden gestuften bzw. konstanten Überlappung (Vergl. Abb. 4.18b).

**Angegeben sind die Absolutwerte in Ruhelage bei $x = 0$, wie in den Grafiken dargestellt.

Letztendlich spielt auch der Flächenbedarf der Elektroden eine Rolle. In Tab. 4.4 sind die wichtigsten Eigenschaften von drei unterschiedlichen Elektrodenformen zusammengefasst. Zwei davon basieren auf der Variante der Flächenvariation, eine mit gestuften und eine mit geraden Zinken. Die dritte Elektrodenform nutzt die Variante der Abstandsvariation auch bekannt als „Closing Gaps“. Die Graphen in Abb. 4.23 zeigen die Kennlinien der ersten und zweiten Ableitungen der Kapazität nach der Auslenkung für die unterschiedlichen Varianten.



(a) **(b)**

Abb. 4.23: Erste *(a)* und zweite *(b)* Ableitungen der Kapazität nach der Relativbewegung für unterschiedliche Varianten der Koppelelektroden

Die auslenkungsabhängige Kraftfunktion wird dabei am besten durch Elektrodensysteme nach dem Prinzip der Flächenvariation realisiert. Ausschlaggebend hierfür sind die folgenden Vorteile dieser Variante:

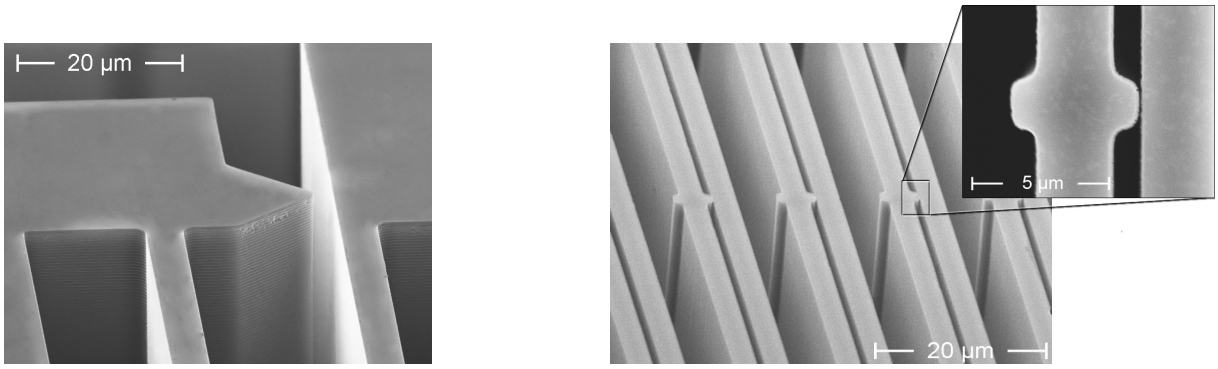
- Geringe fluidische Dämpfung,
- Kleiner Flächenbedarf und
- Linearität in großem Auslenkungsbereich.

4.3.5 Anschläge

Infolge der Miniaturisierung der mechanischen Elemente nimmt die Bedeutung von Oberflächenkräften bei MEMS stark zu [GD06]. Die Anschläge definieren die maximal mögliche Auslenkung der FMD-Systeme und sorgen dafür, dass für den Fall des Aufeinandertreffens von Strukturelementen die Andruckfläche möglichst gering ist (Abb. 4.24a). Somit werden die Haftkräfte durch Adhäsion minimiert und die Rückstellkraft der Federn genügt, um die beweglichen Strukturelemente von der Anschlagfläche zu lösen. Dies wird vor allem für die Dämpferelemente des breitbandig arbeitenden FMD-Systems notwendig (Abb. 4.24b). Eine Überschreitung der maximal zulässigen Auslenkung kann z. B. durch Stöße während

der Herstellung oder auch während der Anwendung als Sensor hervorgerufen werden. Bei der REM-Aufnahme in Abb. 4.24b reichte bereits die Aufladung der isolierten Bereiche durch den Elektronenstrahl des REM aus, um die Struktur über ihren Arbeitsbereich auszulenken. Durch die kleinen Anschläge auf den großflächigen Dämpferelementen löste sich die Struktur nach der REM-Untersuchung wieder selbständig ab.

Außer der Verringerung der Haftkräfte durch Adhäsion lässt sich mit einer geeigneten Positionierung der Anschläge vermeiden, dass Strukturelemente mit unterschiedlichem Potenzial aufeinander treffen und durch den Kurzschluss und den damit verbundenen hohen Stromfluss zusammenschweißen.



(a) **(b)**

Abb. 4.24: Anschläge *(a)* der Feder-Masse-Dämpfer-Systeme und *(b)* der Dämpferelemente bei Auslenkung des FMD-Systems über den Arbeitsbereich hinaus

Bei der Herstellung der MEMS Strukturen kommt es technologiebedingt zu Abweichungen der Strukturelemente von der Grundform. Dabei ändert sich auch der für die Funktion wichtige Abstand zwischen dem Anschlag und der gegenüberliegenden Seite. Ein Grund dafür ist vor allem der Maskenunterschnitt beim Trockenätzen[9]. Durch die geringen lateralen Abmessungen in x- und y-Richtung erfolgt der Ätzangriff bei den Anschlägen von mehreren Seiten und führt dadurch zu einer größeren Abweichung. Der Vergrößerung des Abstandes kann z. B. durch ein Vorhaltemaß bereits im Design entgegengewirkt werden. Zudem ist es möglich, den Abstand durch die Form der Anschläge relativ genau zu definieren. Für die Untersuchung der technologischen Einflüsse auf die Anschläge wurden spezielle Teststrukturen mit unterschiedlichen Formen und Abständen entwickelt. In Abb. 4.25 sind beispielhaft REM-Aufnahmen von Anschlagstrukturen mit einem Soll-Abstand von 2 µm dargestellt. Wie die REM-Aufnahmen zeigen, macht sich der Effekt der Abstandsvergrößerung vor allem bei den prismenförmigen Anschlägen bemerkbar. Die größten Unterschiede zeigen sich, wenn die Si-Strukturen von der Unterseite betrach-

[9]Mehr zum Thema Technologieeinfluss folgt in Abschn. 5.3.

tet werden. Durch die Keiligkeit des verwendeten Trockenätzprozesses gibt es im Fall des Anschlagens lediglich im oberen Bereich der Struktur einen mechanischen Kontakt.

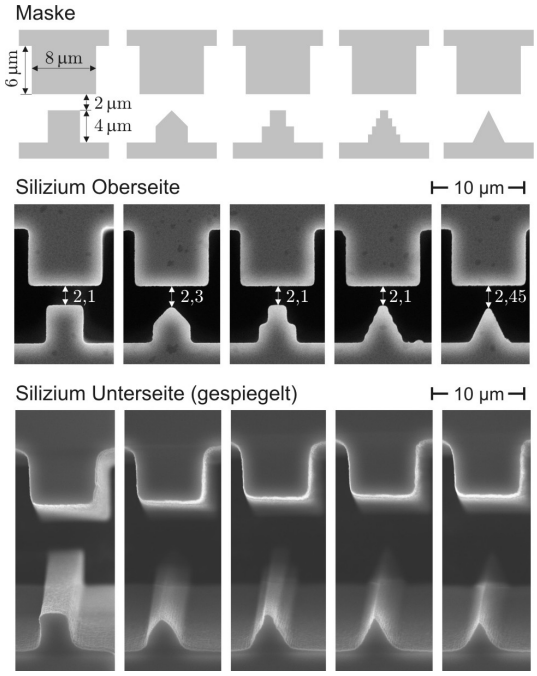


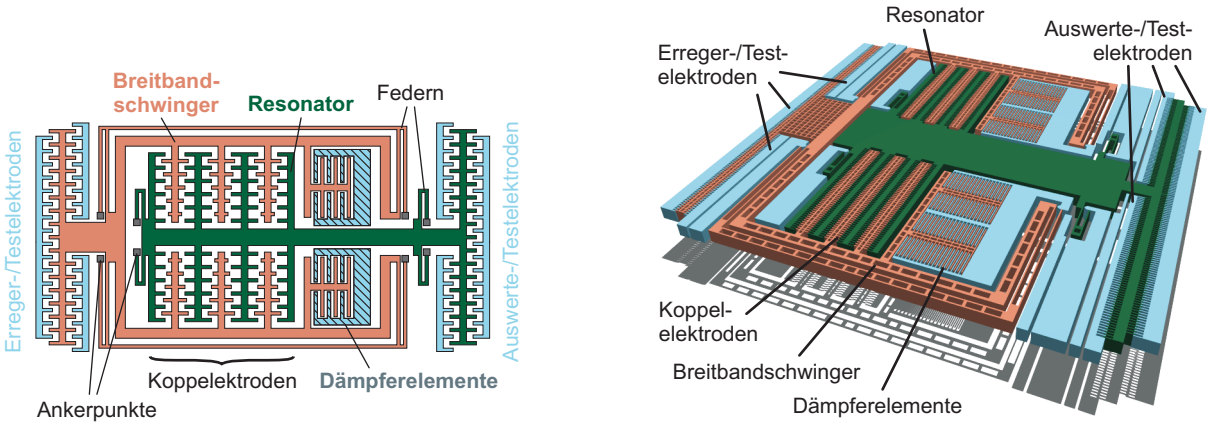
Abb. 4.25: Teststrukturen zur Untersuchung der technologischen Einflüsse auf die Form der Anschläge

4.4 Mikromechanisches Sensor-Aktuator-System

Das Sensor-Aktuator-System mit gekoppelten Schwingern besteht aus dem gedämpften, breitbandigen Beschleunigungsaufnehmer mit niedriger Eigenfrequenz und dem Resonator mit möglichst hoher Güte an Umgebungsluftdruck, dessen Eigenfrequenz ca. eine Dekade höher liegen soll. Die beiden mechanisch eigenständigen FMD-Systeme sind elektrostatisch gekoppelt und bilden das FCOS. Durch die Bewegung des Breitbandschwingers, resultierend aus der mechanischen Anregung, wird die elektrostatische Kraft zwischen den FMD-Systemen moduliert und es entstehen neue Spektralanteile. Diese bewirken eine Erregung des Resonators auf seiner Resonanzfrequenz und ein entsprechendes Ausgangssignal kann erfasst werden.

Für beide FMD-Systeme soll die Möglichkeit bestehen, sie einzeln elektrisch charakterisieren zu können. Aus diesem Grund werden Elektrodensysteme für eine elektrostatische Anregung und kapazitive Detektion vorgesehen. Die Elektroden ermöglichen außerdem einen elektrischen Test des Gesamtsystems. Das FCOS wird so ausgelegt, dass der breitbandig arbeitende Beschleunigungssensor den frequenzselektiv arbeitenden Resonator „C“-förmig

umschließt. Mit dieser Variante sind die Elektroden zur Anregung sowie Detektion beider FMD-Systeme zugänglich. Grund dafür ist, dass bei der BDRIE-Technologie direkt das Silizium als elektrischer Leiter genutzt wird und es somit nicht möglich ist, sich kreuzende Leiterzüge herzustellen. Der Aufbau des gesamten Sensor-Aktuator-Systems ist in Abb. 4.26 dargestellt.



(a) 2D-Skizze **(b)** 3D-Modell

Abb. 4.26: Aufbau des Sensor-Aktuator-Systems

Im Folgenden wird die Dimensionierung des FCOS bestehend aus Breitbandschwinger und Resonator beschrieben. Die deutlich unterschiedlichen Frequenzgänge der beiden FMD-System stellen dabei eine Besonderheit dar. Es wird die Bewegungsgleichung im Frequenzbereich gelöst und die einzelnen Parameter wie z. B. Resonanzüberhöhung des Resonators oder Frequenzbereich des Breitbandschwingers bei dafür optimaler Dämpfung extrahiert.

4.4.1 Lösung der Bewegungsgleichung im Frequenzbereich

Der Frequenzgang gibt Aufschluss über Amplitude und Phasenlage der Bewegung der seismischen Masse bei harmonischer Erregung im eingeschwungenen Zustand. Für ein FMD-System mit einem Freiheitsgrad gilt die allgemeine Schwingungs-Differenzialgleichung auch bekannt als Bewegungsgleichung [GD06, FS84]:

$$m\ddot{x} + d\dot{x} + kx = g(t) \tag{4.37}$$

$$\text{bzw.} \quad \ddot{x} + 2\vartheta\omega_0\dot{x} + \omega_0^2 x = g(t) \cdot m^{-1} \tag{4.38}$$

$$\text{mit} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \tag{4.39}$$

$$\text{und} \quad \vartheta = \frac{d}{2\sqrt{mk}}\,. \tag{4.40}$$

Dabei sind m die seismische Masse, d die Dämpfung, k die Federsteifigkeit, ω_0 die Eigenkreisfrequenz und ϑ das Dämpfungsmaß. Die Auslenkung der Masse wird durch x und die Erregerfunktion durch $g(t)$ repräsentiert. Zur einfacheren Lösung der Bewegungsgleichung wird vorzugsweise die komplexe Schreibweise verwendet[10] [FS84]:

$$g(t) = \hat{g} \sin \omega_\mathrm{e} t = \operatorname{Im} \bar{g}(t) \tag{4.41}$$

$$\bar{g}(t) = \hat{g} e^{j\omega_\mathrm{e} t} \tag{4.42}$$

$$x(t) = \hat{x} \sin(\omega_\mathrm{e} t + \varphi) = \operatorname{Im} \bar{x}(t) \tag{4.43}$$

$$\bar{x}(t) = \hat{x} e^{j(\omega_\mathrm{e} t + \varphi)} = \hat{x} e^{j\varphi} e^{j\omega_\mathrm{e} t} = \tilde{x} e^{j\omega_\mathrm{e} t}\,. \tag{4.44}$$

Mit dem Ansatz $\bar{x} = \tilde{x} e^{j\omega_e t}$ aus Gl. (4.44) ergibt sich die spezielle Lösung der Differenzialgleichung:

$$\left(-\omega_\mathrm{e}^2 + j\omega_\mathrm{e} 2\vartheta\omega_0 + \omega_0^2\right) \cdot \tilde{x} e^{j\omega_\mathrm{e} t} = \hat{g} e^{j\omega_\mathrm{e} t} \cdot m^{-1}\,. \tag{4.45}$$

Für die komplexe Amplitude gilt

$$\tilde{x} = \hat{x} e^{j\varphi} = \frac{1}{-\omega_e^2 + j\omega_e 2\vartheta\omega_0 + \omega_0^2} \cdot \frac{\hat{g}}{m}\,. \tag{4.46}$$

Zur Vereinfachung dieser Gleichung wird das dimensionslose Abstimmverhältnis

$$\eta = \frac{\omega_\mathrm{e}}{\omega_0} \tag{4.47}$$

eingeführt. Damit ergibt sich für $\tilde{x}$ die Lösung

$$\tilde{x} = \frac{1}{1 - \eta^2 + j2\vartheta\eta} \cdot \frac{\hat{g}}{m\,\omega_0^2} \tag{4.48}$$

$$= \frac{1 - \eta^2 - j2\vartheta\eta}{(1-\eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2} \cdot \frac{\hat{g}}{k}\,. \tag{4.49}$$

Für die Erregerfunktion wird je nach Art der Erregung eine der folgenden Gleichungen betrachtet:

$$\text{Krafterregung:} \quad g(t) = F(t) = m \cdot a(t) \tag{4.50}$$

$$\hat{g} = m \cdot \hat{a} = m \cdot \hat{x}\omega_\mathrm{e}^2 \tag{4.51}$$

$$\text{Stützenerregung:} \quad g(t) = k \cdot x_\mathrm{s}(t) + d \cdot \dot{x}_\mathrm{s}(t) \tag{4.52}$$

$$\hat{g} = (k + j\omega_\mathrm{e} d) \cdot \hat{x}_\mathrm{s}\,. \tag{4.53}$$

[10] $\hat{x}$ ist die Amplitude von $x(t)$, $\bar{x}$ der Zeiger von $x(t)$ in der komplexen Zahlenebene und $\tilde{x}$ die komplexe Amplitude

Für die beiden FMD-Systeme sind unterschiedliche Erregungen gegeben. Der Breitbandschwinger wird durch eine äußere Beschleunigung stützenerregt. Der Resonator hingegen wird direkt über die Koppelkraft erregt. Für die Erzeugung der Koppelkraft und für die Auswertung des Sensors wird jeweils die Relativbewegung zwischen seismischer Masse und Rahmen betrachtet. Aus diesem Grund kann eine einheitliche Übertragungsfunktion sowohl für die Stützenerregung als auch für die Krafterregung verwendet werden, was auch in den nachfolgenden Gleichungen zum Ausdruck kommt.

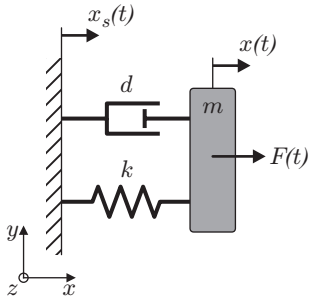


Abb. 4.27: Skizze eines Feder-Masse-Dämpfer-Systems

Das vereinfachte Modell eines FMD-Systems in Abb. 4.27 zeigt, dass bei der Krafterregung die relative Auslenkung bereits durch die Auslenkung $x(t)$ der seismischen Masse gegeben ist $x_\mathrm{r}(t) = x(t)$. Bei der Stützenerregung hingegen wird die relative Auslenkung durch die Differenz $x(t) - x_\mathrm{s}(t) = x_\mathrm{r}(t)$ ausgedrückt. Durch Einsetzen von Gl. (4.53) in Gl. (4.49) erhält man die folgende Lösung der Bewegungsgleichung:

$$\tilde{x} = \frac{1 - \eta^2 + 4\vartheta^2\eta^2 - j2\vartheta\eta^3}{(1-\eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2} \cdot \hat{x}_\mathrm{s}\,. \tag{4.54}$$

Für die Amplitude der Relativbewegung $\hat{x}_\mathrm{r} = \hat{x} - \hat{x}_\mathrm{s}$ folgt

$$\hat{x}_\mathrm{r} = \frac{\eta^2}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2}} \cdot \hat{x}_\mathrm{s} \tag{4.55}$$

und der Tangens des Phasenwinkels ist gegeben durch

$$\tan\varphi = -\frac{2\vartheta\eta}{1-\eta^2}\,. \tag{4.56}$$

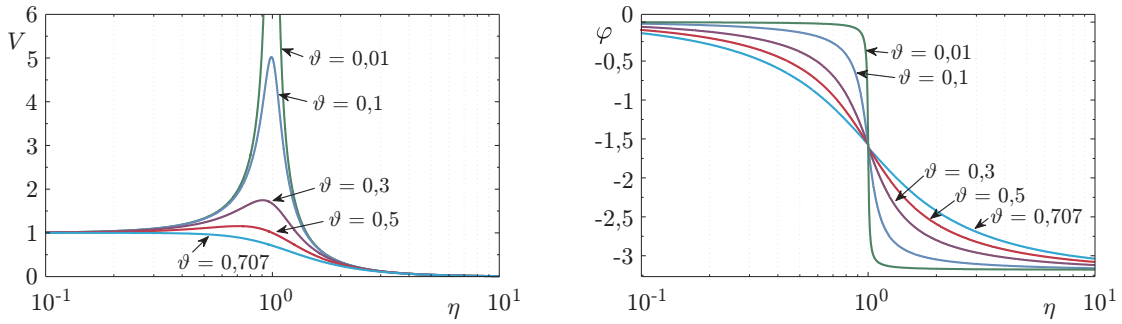
Für die Herleitung der Vergrößerungsfunktion werden als Eingangsgröße die Beschleunigung und als Ausgangsgröße die Relativbewegung angesetzt:

$$V = \frac{\hat{x}_\mathrm{r}}{\hat{a}_\mathrm{e}} = \frac{\hat{x}_\mathrm{r}}{\hat{x}_\mathrm{s}\omega_\mathrm{e}^2}\,. \tag{4.57}$$

Normiert auf die Auslenkung bei minimaler Erregerfrequenz (statischer Bereich), ergibt sich die Vergrößerungsfunktion zu

$$V = \frac{\hat{x}_\mathrm{r}\omega_0^2}{\hat{x}_\mathrm{s}\omega_\mathrm{e}^2} = \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4\vartheta^2\eta^2}}\,. \tag{4.58}$$

Die mit Gl. (4.58) bestimmte Vergrößerungsfunktion für die Beschleunigung als Erregung ist für unterschiedliche Werte ϑ in Abb. 4.28a dargestellt. Der zugehörige Phasengang ist in Abb. 4.28b dargestellt.



(a) Amplitudengang **(b)** Phasengang

Abb. 4.28: Vergrößerungsfunktion für ein FMD-System mit unterschiedlichem Dämpfungsmaß

Für die Anwendung als breitbandiger Beschleunigungssensor soll die Amplitude in guter Übereinstimmung proportional zur Beschleunigung sein. Aus dem Amplitudengang der Vergrößerungsfunktion wird ersichtlich, dass dies lediglich in einem kleinen Bereich weit unterhalb der Eigenfrequenz des FMD-Systems gegeben ist. Für den Fall, dass die Übertragungsfunktion nicht größer als eins werden soll und somit keine Resonanzüberhöhung auftritt, reicht der lineare Arbeitsbereich des Sensors bis ca. 1/3 der Eigenfrequenz. Die dafür optimale Dämpfung beträgt $\vartheta = 1/\sqrt{2}$. Wird allerdings eine leichte Resonanzüberhöhung akzeptiert, kann der Arbeitsbereich vergrößert werden. Für eine Toleranzgrenze von 5 % lässt er sich auf bis zu 87 % der Eigenfrequenz erweitern (Abb. 4.29).

Der Arbeitsbereich des resonanten Sensors hingegen ist relativ klein und wird durch seine 3 dB Bandbreite bestimmt. Die Mittenfrequenz ist durch das Maximum des Amplitudengangs gegeben und liegt etwas unterhalb der Eigenfrequenz des ungedämpften Systems bei

$$\eta_\mathrm{max} = \sqrt{1-2\vartheta^2}\,. \tag{4.59}$$

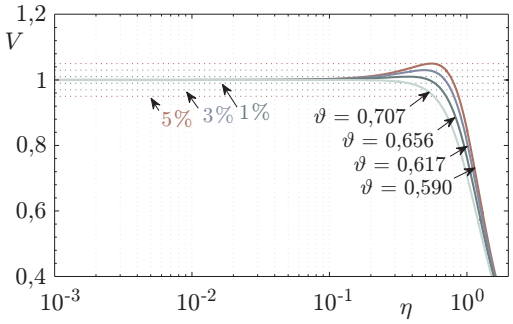


Abb. 4.29: Vergrößerungsfunktion für einen Breitband-Sensor mit unterschiedlichen Toleranzbedingungen

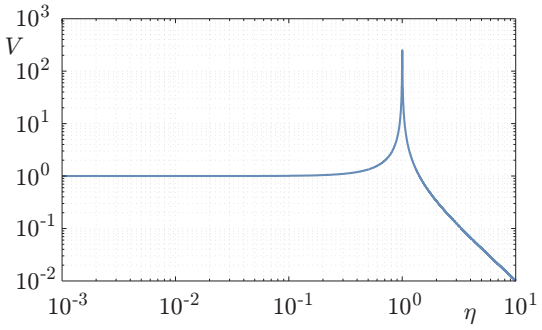


Abb. 4.30: Vergrößerungsfunktion für einen Resonator mit der Güte $Q = 250$

Die Vergrößerungsfunktion nimmt an dieser Stelle den Wert

$$V_{\max} = \frac{1}{2\vartheta} \frac{1}{\sqrt{1-\vartheta^2}} \tag{4.60}$$

an. Da die Dämpfung des resonanten Schwingers verhältnismäßig klein ist ($\vartheta < 0{,}1$), kann deren Einfluss auf die Resonanzfrequenz vernachlässigt werden und es gilt

$$f_\mathrm{r} = f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m}}\,. \tag{4.61}$$

Gleichzeitig gilt für das Maximum des Amplitudengangs bzw. für die Resonanzüberhöhung des gering gedämpften Systems

$$Q = \frac{1}{2\vartheta}\,. \tag{4.62}$$

Die Güte Q des FMD-Systems kann außerdem aus der 3 dB Bandbreite BB ermittelt werden:

$$Q = \frac{f_0}{BB}\,. \tag{4.63}$$

4.4.2 Dimensionierung der Feder-Masse-Dämpfer-Systeme

Um eine lineare Übertragungsfunktion für Vibrationen mit Frequenzen bis 1 kHz zu erzielen, wird die Eigenfrequenz des Breitbandschwingers auf 3 kHz festgelegt. Die dafür optimale Dämpfung von $\vartheta = 1/\sqrt{2}$ wird mit den Dämpferelementen eingestellt. Entgegen dem bekannten Ansatz für ein niederfrequentes Schwingsystem sollte die seismische Masse nicht zu groß werden. Dadurch wird erreicht, dass die optimale Dämpfung des Breitbandschwingers bereits mit wenigen Dämpferelementen eingestellt werden kann und keine kostbare Siliziumfläche vergeudet wird.

Ist die Masse in Bewegung, so wird unter Vernachlässigung der Dämpfungsverluste die gesamte kinetische Energie im Nulldurchgang[11] in potenzielle Energie in den Endpunkten umgewandelt [WA87, FS84]:

$$E_{\mathrm{kin}_{\max}} = \frac{m}{2}\,\dot{x}^2 = \frac{k}{2}\,x^2 = E_{\mathrm{pot}_{\max}}\,. \tag{4.64}$$

Der Gütefaktor des Systems ergibt sich aus dem Verhältnis der im System gespeicherten Energie und dem Energieverlust einer Periode:

$$Q = \frac{\mathit{Energie\ der\ Schwingung}}{\mathit{Energieverlust\ einer\ Periode}}\,. \tag{4.65}$$

Die Gln. (4.64) und (4.65) zeigen, dass die Güte des mechanischen Systems direkt proportional zur im System gespeicherten Energie ist und damit gleichermaßen von Masse und/oder Steifigkeit beeinflusst wird. Weiterhin wird deutlich, dass die Güte umgekehrt proportional zum Energieverlust ist, d. h. je kleiner die Energieverluste, umso größer ist die Güte und umgekehrt.

Folgende Mechanismen können zum Energieverlust im System beitragen:

- *Fluiddämpfung*:
  Das ist der dominierende Energieverlust-Mechanismus für Systeme die nicht evakuiert sind.

- *Thermo-Elastische Dämpfung*:
  Die Verformung der Siliziumstruktur führt zu mechanischen Spannungen, die wiederum zu einer Erwärmung führen. Es entstehen Wärmeströme mit einem endlichen Temperaturgradienten und Energie geht verloren [Gam71]. Der dadurch entstandene Verlust ist jedoch bei nicht evakuierten Systemen vernachlässigbar gering.

[11] Position der seismischen Masse in Ruhelage.

- Verluste durch die *Einspannung*:
  Sie können nach [CLL+03] bei Federn mit einem Verhältnis von Federlänge zu Federbreite größer als 10:1 weitestgehend vernachlässigt werden. Außerdem kann die Federeinspannung so modifiziert werden, dass mechanische Spannungen in Kompensationsstrukturen auftreten und nicht in der Feder selbst [LYS08].

- Verluste durch *Materialdämpfung*:
  Solche Verluste sind im verwendeten einkristallinen Silizium nicht bekannt bzw. werden als vernachlässigbar gering eingeschätzt.

- Verluste durch die *elektrostatische Dämpfung*:
  Diese können infolge der elektrischen Beschaltung kapazitiver MEMS auftreten, spielen jedoch bei nicht evakuierten Systemen eine untergeordnete Rolle [Kur95, Meh94].

Das entwickelte FCOS arbeitet bei Umgebungsdruck. Der größte Energieverlust wird somit durch die fluidische Dämpfung hervorgerufen. Für den Breitbandschwinger wird dieser Effekt gezielt ausgenutzt, um mit den Dämpferelementen eine optimale Dämpfung einzustellen. Bei der Auslegung des FMD-Systems ist außerdem darauf zu achten, dass die mechanische Steifigkeit gegenüber der im Betriebsfall auftretenden elektrostatischen Erweichung dominiert.

Im Gegensatz zum Breitbandschwinger wird für den Resonator eine möglichst große Güte gefordert. Daher wird trotz der relativ hohen Eigenfrequenz von 30 kHz eine große seismische Masse angestrebt, wodurch die im Resonator gespeicherte Energie groß genug wird, um den Einfluss des Energieaustrags infolge der unvermeidlichen fluidischen Dämpfung gering zu halten. Die angestrebte große Masse sowie hohe Eigenfrequenz bedingen eine große Federsteifigkeit.

Weiterhin ist für die Dimensionierung des FCOS die relativ große Auslenkung des Breitbandschwingers ausschlaggebend. Mit der Vorgabe für den Messbereich des Sensors von bis zu 25 g, wird die maximale Schwingamplitude ermittelt. Diese ist für die Gestaltung der Elektroden und Dämpferelemente von großer Bedeutung. Die analytische Abschätzung des Maximalwertes der Bewegungsamplitude erfolgt auf der Grundlage der Vergrößerungsfunktion des FMD-Systems (Gl. (4.58)). Für den statischen Bereich, d. h. für $\omega_e/\omega_0 \ll 1$, gilt

$$x_{\max} = \frac{a_{e_{\max}}}{(2\pi f_0)^2} \,. \tag{4.66}$$

Mit der Eigenfrequenz des Breitbandschwingers von $f_{0_{bb}} = 3\,\text{kHz}$ ergibt sich ohne Berücksichtigung weiterer Einflüsse ein Maximalwert von $x_{bb_{max}} \approx 700\,\text{nm}$. Aufgrund technologischer Toleranzen und der elektrostatischen Erweichung kann je nach Polarisations-

spannung mit einer voraussichtlichen Änderung der Eigenfrequenz zwischen 5 % und 20 % gerechnet werden. Damit ändert sich der Wert für die maximale Bewegungsamplitude auf ca. 1,1 µm. Die im folgenden Abschnitt behandelte elektrostatische Koppelkraft führt aufgrund einer Kraftkomponente auf der Erregerfrequenz zu einer Mitkopplung des Breitbandschwingers und somit zu einer weiteren Erhöhung der maximalen Auslenkung. Hinzu kommt, dass die elektrostatisch angeregte Bewegung des Resonators 180° phasenverschoben zur Bewegung des Breitbandschwingers ist, d. h. die FMD-Systeme bewegen sich entgegengesetzt. Als Ergebnis dieser Betrachtungen wird der maximal zulässige Auslenkbereich auf

$$x_{\max} = 2{,}5\,\mu\mathrm{m} \tag{4.67}$$

überschläglich abgeschätzt. Der Wert für $x_{\max}$ ist ein entscheidendes Kriterium für die weitere Dimensionierung der Strukturelemente, wie z. B. der Koppelelektroden, der Elektroden für die Detektion und Anregung und der Dämpferelemente.

4.4.3 Elektrostatische Koppelkraft

Die zur Modulation benötigte Kraftkopplung erfolgt über ein Elektrodensystem zwischen Breitbandschwinger und Resonator. Durch eine äußere mechanische Schwingung werden die beiden FMD-Systeme stützenerregt und führen eine Bewegung aus, deren Amplitude proportional zur Erregerbeschleunigung ist. Die Bewegungsamplitude der seismischen Masse ist wiederum proportional zum quadratischen Kehrwert der Eigenfrequenz und fällt daher für die beiden FMD-Systeme deutlich unterschiedlich aus. Mit den Eigenfrequenzen von Breitbandschwinger ($f_{0_{\mathrm{bb}}} = 3\,\mathrm{kHz}$) und Resonator ($f_{0_{\mathrm{rr}}} = 30\,\mathrm{kHz}$) ergibt sich mit

$$x = \frac{a_{\mathrm{e}}}{\omega_0^2} \tag{4.68}$$

ein Verhältnis von 100 : 1. Der Ausgangspunkt für diese Betrachtung ist eine Stützenerregung im Frequenzbereich bis ca. 1 kHz, wie sie z. B. an Maschinen durch bewegte oder rotierende Elemente auftritt. In diesem Frequenzbereich wird der lineare Teil der Übertragungsfunktion des Breitbandschwingers ausgenutzt. Frequenzen oberhalb der Messbandbreite des Breitbandschwingers werden unterdrückt.

Die verhältnismäßig große Bewegungsamplitude des Breitbandschwingers wird genutzt, um die dynamische Koppelkraft zu modulieren. Grundvoraussetzung für dieses Prinzip ist eine lineare Abhängigkeit der Koppelkraft von der Bewegungsamplitude. Zwischen Resonator und Breitbandschwinger wird eine Koppelspannung mit der Trägerfrequenz

f_t angelegt. Über die Koppelelektroden kommt es zur Ausbildung der elektrostatischen Koppelkraft. Durch die Überlagerung mit der niederfrequenten mechanischen Schwingung entstehen neue Spektralanteile im Frequenzspektrum der Koppelkraft. Eins der beiden Seitenbänder um den Träger wird als Zwischenfrequenz genutzt.

Die elektrostatische Kraft

$$F_\mathrm{el} = \frac{\mathrm{d}E}{\mathrm{d}x} = \frac{U^2}{2}\frac{\mathrm{d}C(x)}{\mathrm{d}x} \tag{4.69}$$

ergibt sich in den Koppelelektroden zwischen Breitbandschwinger und Resonator unter der Voraussetzung einer linearen Änderung der Kapazität nach der Relativbewegung

$$\frac{\mathrm{d}C(x)}{\mathrm{d}x} = K \cdot x \tag{4.70}$$

und mit der Koppelspannung

$$U = U_\mathrm{dc} + \hat{U}_\mathrm{ac}\cos\omega_\mathrm{t} t \tag{4.71}$$

bei der mechanischen Bewegung des Breitbandschwingers

$$x = \hat{x}\cos\omega_\mathrm{e} t \tag{4.72}$$

sowie unter Verwendung der beiden Additionstheoreme

$$\cos\alpha_1 \cdot \cos\alpha_2 = \frac{1}{2}\left(\cos\left(\alpha_1 - \alpha_2\right) + \cos\left(\alpha_1 + \alpha_2\right)\right) , \tag{4.73}$$

$$\cos^2\alpha = \frac{1}{2}\left(1 + cos2\alpha\right) \tag{4.74}$$

zu

$$\begin{aligned} F_\mathrm{el} = &\left(\frac{U_\mathrm{dc}^2}{2} + \frac{\hat{U}_\mathrm{ac}^2}{4}\right) \cdot K \cdot \hat{x}\cos\omega_\mathrm{e} t \\ &+ \frac{U_\mathrm{dc}\,\hat{U}_\mathrm{ac}}{2} \cdot K \cdot \hat{x}\left(\cos\left(\omega_\mathrm{t} - \omega_\mathrm{e}\right)t + \cos\left(\omega_\mathrm{t} + \omega_\mathrm{e}\right)t\right) \\ &+ \frac{\hat{U}_\mathrm{ac}^2}{8} \cdot K \cdot \hat{x}\left(\cos\left(2\omega_\mathrm{t} - \omega_\mathrm{e}\right)t + \cos\left(2\omega_\mathrm{t} + \omega_\mathrm{e}\right)t\right) . \end{aligned} \tag{4.75}$$

Der Koppelkoeffizient K ist durch die geometrischen Parameter der Elektrode bestimmt und kann für eine linear variierte Koppelelektrode analytisch berechnet werden [FSM+08,

LC98]. Hierfür sind die Ausführungsformen der Kammelektrode in einfacher und differenzieller Anordnung zu unterscheiden:

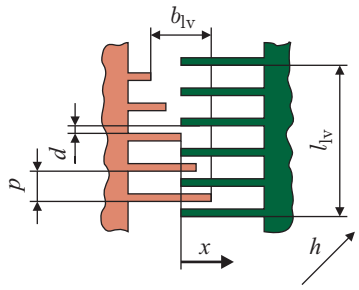


Abb. 4.31: Skizze einer linear variierten Kammelektrode

$$K_{\mathrm{einf}} = n_{\mathrm{k}} \cdot 2 \cdot \frac{\varepsilon\, h}{d} \cdot \frac{l_{\mathrm{lv}}}{p\, b_{\mathrm{lv}}} \left(1 + \frac{b_{\mathrm{lv}}}{2x}\right), \tag{4.76}$$

$$K_{\mathrm{diff}} = n_{\mathrm{k}} \cdot 4 \cdot \frac{\varepsilon\, h}{d} \cdot \frac{l_{\mathrm{lv}}}{p\, b_{\mathrm{lv}}}. \tag{4.77}$$

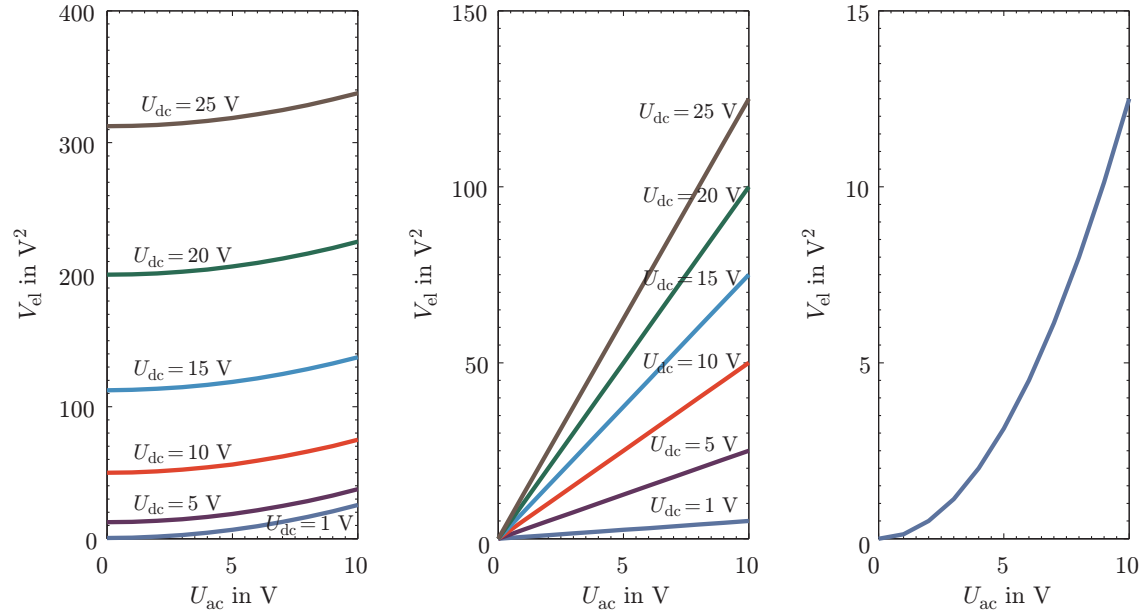
Dabei ist n_{k} die Anzahl der Koppelelektroden, ε die Permittivität, h die Höhe der Struktur, d der Elektrodenabstand, p der Abstand zwischen zwei Kammzinken, l_{lv} die Länge und b_{lv} die Breite des linear variierten Bereichs. Der Koppelkoeffizient der einfachen Elektrodenanordnung aus Gl. (4.76) enthält einen Term, der umgekehrt proportional zur Auslenkung ist. Dies führt dazu, dass im Spektrum der Koppelkraft zusätzlich zu einem Gleichanteil weitere, jedoch auslenkungsunabhängige Spektralanteile auf der einfachen und der doppelten Trägerfrequenz entstehen.

Bei der differenziellen Ausführung der Koppelelektroden hingegen ist der Koppelkoeffizient mit Gl. (4.77) tatsächlich konstant und man erhält durch Einsetzen in Gl. (4.75) den erwünschten linearen Zusammenhang zwischen der Auslenkungsamplitude durch die mechanische Erregung und der resultierenden elektrostatischen Koppelkraft. Aufgrund der Modulation werden die folgenden spektralen Anteile erzeugt:

- die Frequenz der Erregung (ω_{e}),
- zwei Seitenbänder um den einfachen Träger ($\omega_{\mathrm{t}} \pm \omega_{\mathrm{e}}$) und
- zwei Seitenbänder um den doppelten Träger ($2\omega_{\mathrm{t}} \pm \omega_{\mathrm{e}}$).

Für die elektrostatische Koppelkraft ergibt sich eine Verstärkung mit einem konstanten Faktor, dem formabhängigen Koppelkoeffizient, und Faktoren in Verbindung mit den verwendeten Polarisations- und Trägerspannungen U_{dc} und U_{ac}. Letztere führen dazu, dass die verschiedenen Spektralanteile der Koppelkraft unterschiedlich verstärkt werden. Die Graphen in Abb. 4.32 zeigen die Verstärkungsfaktoren für unterschiedliche Spannungswerte in den unterschiedlichen Spektralanteilen.

Die analytische Lösung für den Koppelkoeffizient K aus Gl. (4.77) lässt den Einfluss elektrostatischer Streufelder außer Acht und liefert folglich eine unzureichende Genauigkeit. Die Verwendung numerischer Simulationswerkzeuge und Finiter-Elemente-Modelle



(a) ω_e **(b)** $\omega_t \pm \omega_e$ **(c)** $2\omega_t \pm \omega_e$

Abb. 4.32: Verstärkung der elektrostatischen Koppelkraft durch die Polarisations- und Trägerspannungen U_{dc} und U_{ac} für unterschiedliche Spektralanteile

ermöglicht eine genauere Berechnung der Kapazität zwischen den Kammelektroden unter Berücksichtigung der elektrostatischen Streufelder. Erst dadurch kann der Koppelkoeffizient für die nicht-überlappenden Elektroden bestimmt werden.

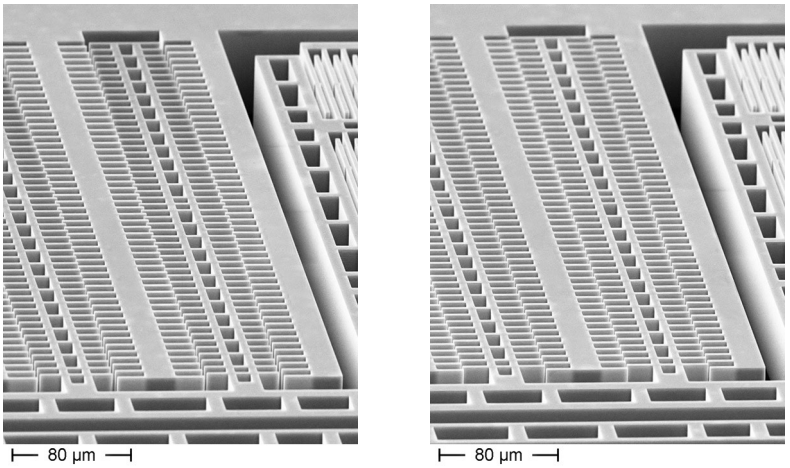
Die FEM-Simulation erfolgte unter Verwendung des *ANSYS*-Modells einer Elementarzelle. Um die Kapazitätsfunktionen in Abhängigkeit von der Auslenkung zu ermitteln, wurden mehrere FEM-Simulationen mit unterschiedlichen Parametern für die Zinkenlänge, den Überlappungsbereich und den Abstand zur Rückwand durchgeführt. Wie in [Wib02] beschrieben, erfolgte die Synthese der linearen Kapazitätskennlinie für den gesamten Kamm durch die Superposition der nichtlinearen Einzelkennlinien. Als Ergebnis erhält man einen Wert für die zweite Ableitung der Kapazität nach der Relativbewegung C_{xx} (siehe Tab. 4.4 auf S. 51) und ersetzt damit den analytisch ermittelten Koppelkoeffizient K in Gl. (4.75).

Unter der Vorgabe des maximalen Auslenkbereichs der FMD-Systeme von 2,5 µm wird die Form der Koppelelektroden festgelegt. Für die Variante mit linear variierten Zinkenlängen erhält man eine Mindestbreite des linear variierten Bereichs von $b_{lv} = 5\,\mu m$. Die Länge der Kammzinken ist in Abständen von 0,2 µm gestuft. Damit ergibt sich die Anzahl der Zinken bzw. Elementarzellen für eine Koppelelektrode zu $n = 26$. Im mikromechanischen System sind jeweils zwei dieser differenziell aufgebauten Koppelelektroden zu einem an der seismischen Masse befestigten Elektrodenkamm zusammengesetzt. Tab. 4.5 enthält

eine Zusammenfassung der Koppelkoeffizienten für das Koppelelektrodensystem mit insgesamt 12 differenziell angeordneten Kammelektroden in den zwei unterschiedlichen Ausführungsformen „linear variiert“ und „gerade, nicht überlappend“. Die Ausführungsformen beziehen sich auf die Anordnung der Kammzinken innerhalb der Elektrodensysteme. Die REM-Aufnahmen in Abb. 4.33 zeigen die beiden unterschiedlichen Ausführungsformen der Koppelelektroden.

Tab. 4.5: Koppelkoeffizienten für ein Elektrodensystem mit 12 differenziell angeordneten Kammelektroden

	Analytisch	**Numerisch**
Linear variierte Koppelelektrode	55,248 fF/µm^2	28,006 fF/µm^2
Gerade, nicht überlappende Koppelelektrode	–	33,122 fF/µm^2



(a) **(b)**

Abb. 4.33: REM-Aufnahmen der Koppelelektroden mit *a)* linear variierten Kammzinken und *b)* geraden, nicht überlappenden Kammzinken

Das resonante FMD-System soll mit Hilfe der elektrostatischen Koppelkraft in Resonanz angeregt werden. Dazu wird ein Seitenband um den einfachen Träger als Zwischenfrequenz verwendet. Die Trägerfrequenz wird gerade so gewählt, dass z. B. das untere Seitenband die Resonanzfrequenz des Resonators trifft. Die Frequenzselektivität des Resonators führt dazu, dass das ZF-Signal mechanisch verstärkt und gefiltert wird.

Da sich die elektrostatische Koppelkraft innerhalb der Elektrodensysteme zwischen Breitbandschwinger und Resonator entfaltet, führt sie zu einer Anregung beider FMD-Systeme. Die unterschiedlichen Vergrößerungsfunktionen sorgen jedoch für deutlich verschiedene mechanische Verstärkungsfaktoren. In Abb. 4.34 sind Ausschnitte der Vergrößerungsfunktionen und die Lage der spektralen Anteile der Koppelkraft dargestellt. Beispielhaft wurde

eine mechanische Anregung mit einer Frequenz von 500 Hz betrachtet. Beim Resonator wird die Kraftkomponente auf seiner Eigenfrequenz aufgrund der mechanischen Resonanzüberhöhung deutlich verstärkt. Die Kraftanteile weit unterhalb und oberhalb seiner Eigenfrequenz werden nicht verstärkt bzw. stark gedämpft.

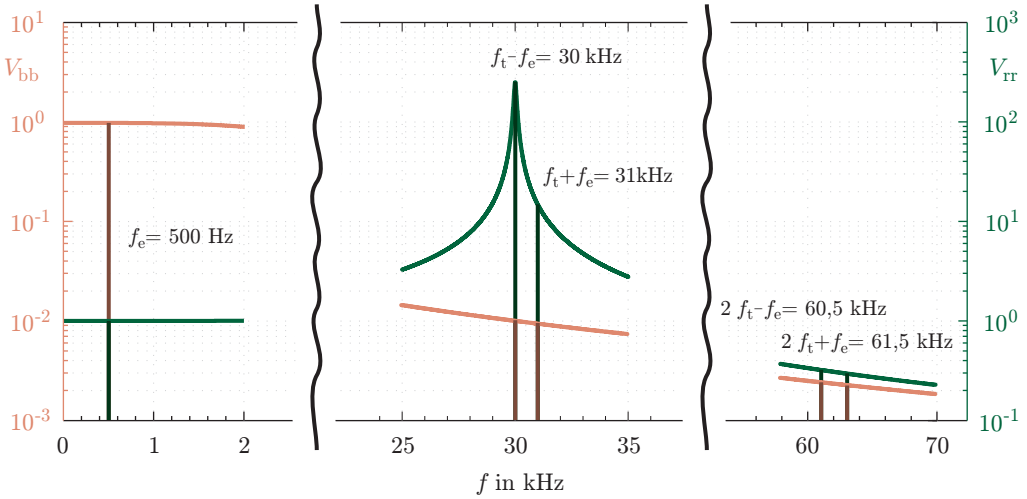


Abb. 4.34: Mechanische Verstärkung der elektrostatischen Koppelkraft durch die Vergrößerungsfunktionen der FMD-Systeme

Der Breitbandschwinger wird ebenfalls durch die elektrostatische Koppelkraft erregt. Die Frequenzanteile oberhalb seiner Eigenfrequenz werden dabei weitestgehend unterdrückt. Die Kraftkomponente auf der Erregerfrequenz führt zu einer Erregung des Breitbandschwingers mit dem mechanischen Verstärkungsfaktor von Eins und stellt eine Mitkopplung dar. Die Werte des mechanischen Verstärkungsfaktors der unterschiedlichen Frequenzlinien sind in Tab. 4.6 zusammengestellt. Der Gesamtverstärkungsfaktor des mikromechanischen Systems ergibt sich durch die multiplikative Verknüpfung von elektrostatischer und mechanischer Verstärkung. Die Auswertung der niederfrequenten Schwingung erfolgt nach Mischung, Verstärkung und Filterung durch das Sensor-Aktuator-System auf der Resonanzfrequenz des Resonators bei $\omega_r = \omega_t - \omega_e$.

Tab. 4.6: Werte für die mechanische Verstärkung mit $\omega_e = 2\pi \cdot 500\,\text{Hz}$

	Breitbandschwinger	**Resonator**	**Bemerkung**
ω_e	1	1	konstant
$\omega_t - \omega_e$	0,01	250	
$\omega_t + \omega_e$	0,009	14,7	abhängig von ω_e
$2\omega_t - \omega_e$	0,0025	0,33	
$2\omega_t + \omega_e$	0,0024	0,31	

Durch die zwischen den Koppelelektroden angelegte Spannung kommt es prinzipbedingt zu einer Erweichung der mikromechanischen FMD-Systeme. Die zweite Ableitung der Kapazität nach der Relativbewegung nimmt einen Wert ungleich null an. Somit entsteht durch die wegabhängige Koppelkraft eine elektrostatische Steifigkeit, die zur Erweichung der FMD-Systeme führt:

$$k_{el} = \frac{U_{\mathrm{dc}}^2}{2} \frac{d^2C(x)}{dx^2} \qquad \text{mit } \frac{d^2C(x)}{dx^2} \neq 0. \tag{4.78}$$

Der Einfluss der Polarisationsspannung zeigt sich vor allem am niederfrequenten Breitbandschwinger. Der Grund dafür ist die geringe mechanische Steifigkeit des niederfrequenten Systems. Dadurch ergibt sich eine Obergrenze für den maximal möglichen Wert der Polarisationsspannung. Um die Auswirkungen dieses Effekts zu verringern, kann das niederfrequente und breitbandig arbeitende FMD-System entsprechend steifer dimensioniert werden. Der Einfluss der Erweichung auf den Resonator ist aufgrund seiner vergleichsweise hohen Steifigkeit gering. Für das Sensorsystem bedeutet dies, dass die mechanische Empfindlichkeit des Breitbandschwingers mit Hilfe der Koppelspannung erhöht werden kann, wobei sich die Eigenfrequenz und damit auch der nutzbare lineare Bereich verringern.

4.4.4 Auswertung durch Detektion der Umladeströme

Die Detektion der Resonator-Schwingung erfolgt durch das kapazitive Auswerteprinzip. Die Bewegung des FMD-Systems führt zu einer Änderung der Kapazität innerhalb der Detektionselektroden und bewirkt nach

$$i = U_{\mathrm{pol}} \frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}t} = U_{\mathrm{pol}} \frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}x} \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} \tag{4.79}$$

einen Stromfluss. Dieser Umladestrom ist proportional zur Geschwindigkeit der Bewegung und kann somit nur dynamisch detektiert werden. Die Auswertung erfolgt differenziell über mindestens zwei gegenläufige Kammelektroden. Für die Ausgangsspannung gilt folgende Beziehung:

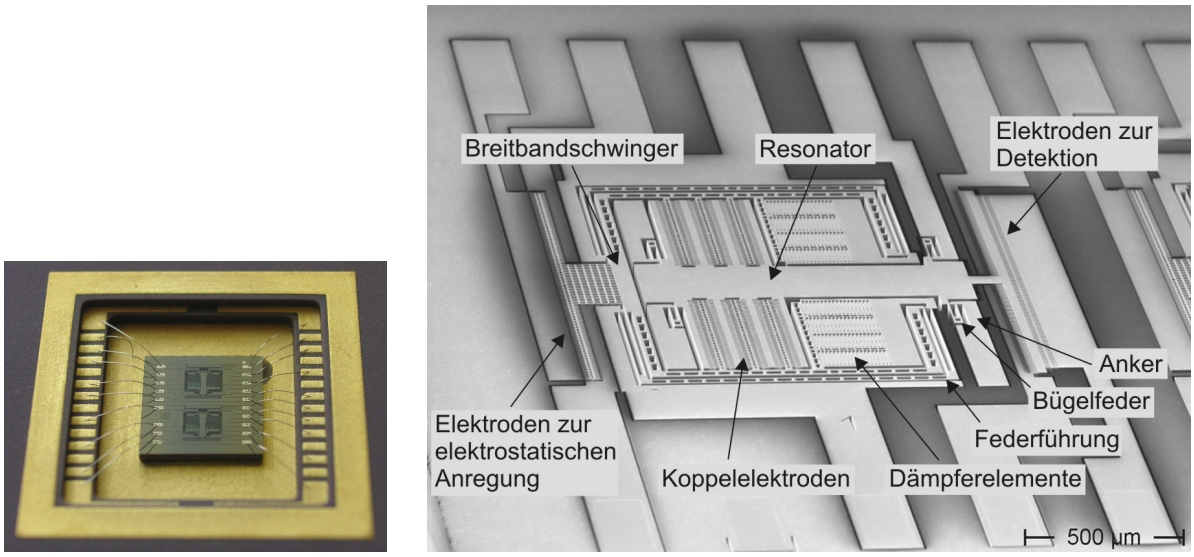
$$\Delta U_{\mathrm{a}} \sim \left(\frac{\mathrm{d}C_1}{\mathrm{d}x} - \frac{\mathrm{d}C_2}{\mathrm{d}x} \right) \dot{x}\,. \tag{4.80}$$

Für eine über den gesamten Auslenkungsbereich konstante Sensitivität wird ein konstantes C_x der Detektionselektroden angestrebt. Dafür kommt als Elektrode nur die Variante der Flächenvariation in Frage.

4.4.5 Übersicht über die Strukturparameter

Die beiden FMD-Systeme sind jeweils an vier Bügelfedern, der Breitbandschwinger mit zusätzlicher Quertraverse, aufgehängt. Die Federform sorgt für eine Aufhängung, die weitestgehend frei von mechanischen Spannungen ist und somit zu einer linearen Charakteristik des Systems führt. Beide FMD-Systeme haben eine geteilte Elektrode, bestehend aus drei einzelnen Elektrodenkämmen mit konstantem C_x. Diese Anordnung ermöglicht eine einfache Charakterisierung der einzelnen FMD-Systeme mit elektrostatischer Anregung und Detektion (siehe Abschn. 5.1). Gleichzeitig kann die Elektrode am Breitbandschwinger genutzt werden, um das FCOS elektrostatisch zu erregen. Die Auswertung erfolgt in diesem Fall, wie auch unter normalen Betriebsbedingungen mit mechanischer Erregung, differenziell über die Elektroden zur Detektion am Resonator.

Insgesamt wurden zwei unterschiedliche FCOS auf einen Chip integriert. Der Unterschied liegt dabei in der Ausführung der Koppelelektroden, die entweder aus linear variierten (lv) oder aus geraden, nicht überlappenden (g) Kurvenkämmen bestehen. Ein MEMS-Chip mit $5\times5\,\mathrm{mm}^2$ Kantenlänge enthält somit zwei funktionsfähige Sensorsysteme (Abb. 4.35a). Die REM-Aufnahme in Abb. 4.35b zeigt die Hauptbestandteile des gefertigten FCOS.



(a) MEMS-Chip mit Drahtbonds **(b)** REM Aufnahme

Abb. 4.35: Gefertigte Siliziumstruktur

Die Strukturparameter der FMD-Systeme sind in Tab. 4.7 zusammengefasst. Zusätzlich wurde im Maskenlayout bewusst ein Vorhaltemaß für den zu erwartenden Maskenunterschnitt an den Federbändern eingearbeitet, d. h. die Federbänder im Maskensatz wurden um 200 nm verbreitert.

Tab. 4.7: Entwurfsparameter des FCOS

Technologische Grundparameter			
min. Elektrodenabstand	d	2	µm
Strukturhöhe	h	50	µm
Abstand zum Substrat	h_s	50	µm
E-Modul von Silizium	E	169	GPa
Parameter der FMD-Systeme		**Breitband-schwinger**	**Resonator**
Federlänge	l_f	481 µm	97 µm
Federbreite	b_f	4,5 µm	5 µm
Federsteifigkeit	k	13,4 N/m	2022,3 N/m
Masse	m	37,6 µg	56,9 µg
Eigenfrequenz	f_0	3 kHz	30 kHz
Dämpfungsmaß	ϑ	0,7	$< 2{\cdot}10^{-3}$
Maximale Auslenkung bis zum Anschlag	x_max	2,5 µm	2 µm
Äußere Abmessungen (inkl. feste Elektroden)			
	$x \times y$	1650×1560	µm^2
Elektroden zur Erzeugung der Koppelkraft			
Anzahl der Kurvenkämme	n_k	$2 \times 2 \times 3$	
Koppelkoeffizient	K_lv (linear variiert)	28,006	fF/µm^2
	K_g (gerade)	33,122	fF/µm^2
Elektroden zur Detektion			
Anzahl der Elektrodenkämme	n_d	2×2	
Grundkapazität	$C_{0,\mathrm{d}}$	1,28	pF
Empfindlichkeit (differenziell)	$C_{x,\mathrm{d}}$	125,9	fF/µm
Steifigkeit	$C_{xx,\mathrm{d}}$	47,1	aF/µm^2
Elektroden zur elektrostatischen Erregung			
Anzahl der Elektrodenkämme	n_e	$1 + 2$	
Grundkapazität	$C_{0,\mathrm{e}}$	1,18	pF
Empfindlichkeit (differenziell)	$C_{x,\mathrm{e}}$	117,4	fF/µm
Steifigkeit	$C_{xx,\mathrm{e}}$	172,2	aF/µm^2

Tab. 4.8: Strukturparameter der Elementarzellen für unterschiedliche Elektroden

Parameter	**Elektr. mit konst.** $^{dC}/_{dx}$		**Elektr. mit konst.** $^{d^2C}/_{dx^2}$	
	Breitband-schwinger	Resonator	linear variiert	gerade
Strukturhöhe	50 µm	50 µm	50 µm	50 µm
Elektrodenabstand	2 µm	2 µm	2 µm	2 µm
Zinkenbreite	3 µm	3 µm	3 µm	3 µm
Zinkenlänge	15 µm	26 µm	14 µm ... 19 µm	17,5 µm
Überlappung	6 µm	6 µm	-2,5 µm ... 2,5 µm	–
Rückwandabstand	9 µm	20 µm	21,5 µm ... 16,5 µm	17,5 µm
Gesamtzahl	256	274	624	624

Für die Elementarzellen der unterschiedlichen Elektrodensysteme sind die Strukturparameter in Tab. 4.8 aufgeführt. Die Detektionselektroden am Resonator sind für eine möglichst geringe Dämpfung ausgelegt. Am Breitbandschwinger hingegen wurden die Elektroden zu Gunsten der Fläche optimiert, d. h. der Abstand zwischen dem einzelnen Zinken und der Rückwand ist kleiner. Die größere fluidische Dämpfung ist in diesem Fall erwünscht.

In Tab. 4.9 sind die Abmessungen der Dämpferelemente des Breitbandschwingers zusammengestellt. Damit wird die für den Einsatz als Breitbandsensor optimale Dämpfung von $\vartheta = 0{,}7$ eingestellt.

Tab. 4.9: Strukturparameter der Dämpferelemente

Parameter	**Wert**
Strukturhöhe	50 µm
Plattenabstand	3,5 µm
Plattenbreite	3 µm
Plattenlänge	100 µm
Überlappung	90 µm
Gesamtzahl	144

4.4.6 Berechnung der Empfindlichkeit des FCOS

Die Empfindlichkeit bzw. Sensitivität ist das Vermögen des mikromechanischen Systems, auf eine äußere Beschleunigung zu reagieren. Um die Empfindlichkeit des gesamten Sensor-

Aktuator-Systems zu bestimmen, ist es notwendig, zusätzlich zur Empfindlichkeit der reinen Mechanik den Koppelmechanismus infolge elektrostatischer Kräfte einzubeziehen. Die Berechnung erfolgt dementsprechend systematisch entlang der Wirkungskette des Sensor-Aktuator-Systems. Als erstes wird die Sensitivität des Breitbandschwingers bestimmt:

$$S_{\mathrm{bb}} = \frac{\hat{x}_{\mathrm{bb}}}{\hat{a}_{\mathrm{e}}} = \frac{1}{\omega_{0,\mathrm{bb}}^2} \,. \tag{4.81}$$

Es folgt die elektrostatische Kraftkopplung der Schwingung auf den Resonator in Abhängigkeit von den verwendeten Spannungswerten für U_{dc} und U_{ac} (siehe Abb. 4.32). Zusätzlich wird das Signal durch die mechanische Resonanzüberhöhung um den Faktor Q_{rr} verstärkt. Die Sensitivität des Resonators ergibt sich aus

$$S_{\mathrm{rr}} = \frac{\hat{x}_{\mathrm{rr}}\big|_{f_{0,\mathrm{rr}}}}{\hat{F}_{\mathrm{el}}\big|_{\mathrm{usb}}} = \frac{1}{k_{\mathrm{rr}}} Q_{\mathrm{rr}} \,. \tag{4.82}$$

Die mechanische Bewegung des Resonators bewirkt eine Änderung der Messkapazität mit der kapazitiven Empfindlichkeit der Detektionselektroden $S_{\mathrm{C,rr}} = C_{x,\mathrm{d}}$ und führt in Verbindung mit der Polarisationsspannung zu einem Messwechselstrom von

$$\hat{i}_{\mathrm{sense}} = U_{\mathrm{pol}} C_x \hat{x}_{\mathrm{rr}} \omega_{0_{\mathrm{rr}}} \,. \tag{4.83}$$

Nach diesen Betrachtungen ergibt sich die Empfindlichkeit des gesamten FCOS aus

$$S_{\mathrm{FCOS}} = \frac{\hat{i}_{\mathrm{sense}}}{\hat{a}_{\mathrm{e}}} = \frac{U_{\mathrm{dc}} \hat{U}_{\mathrm{ac}}}{2} K \frac{\omega_{0,\mathrm{rr}}}{\omega_{0,\mathrm{bb}}^2} \frac{Q_{\mathrm{rr}}}{k_{\mathrm{rr}}} U_{\mathrm{pol}} C_{x,\mathrm{d}} \tag{4.84}$$

und wird dementsprechend nicht nur von den Strukturparametern der mikromechanischen Elemente beeinflusst, sondern kann mit den Koppelspannungen U_{dc} und U_{ac} sowie durch die Polarisationsspannung U_{pol} an den Detektionselektroden getrimmt werden.

4.4.7 Erstellen der Maskendaten

Die Maskendaten zur Fertigung der mikromechanischen Strukturen wurden mit dem Layout-Editor *L-Edit* der Firma *SoftMems* erstellt. Die verwendete Technologie erfordert insgesamt drei Masken. Zwei davon sind Ganzscheiben-Masken, eine für die Strukturierung des Basic-Wafers und die Sputter-Maske für die Deckmetallisierung. Die dritte Maske ist eine Retikel-Maske für die MEMS Struktur im Active-Wafer. Das Retikel wird im Maßstab 10:1 gefertigt und mit einem Masken-Stepper auf den Wafer übertragen.

Durch die Verwendung eines Retikels bei der Belichtung des Fotolacks können die kleinen Abmessungen der Strukturen und der Spaltgebiete im Bereich von 2 µm bis 3 µm mit hoher Genauigkeit erreicht werden.

4.4.8 FEM-Modell zur strukturmechanischen Analyse

Das Eigenschwingverhalten der beiden Feder-Masse-Dämpfer-Systeme wurde mit *ANSYS* untersucht. Die Erzeugung des FEM-Modells erfolgte unter Nutzung von APDL skriptbasiert. Das hat den Vorteil, dass das Modell komplett parametrisch ist und z. B. die Federn in Länge und Breite variiert werden können. Dadurch kann die erste Eigenfrequenz der schwingfähigen Strukturen korrigiert werden. Ein Nachteil dieser Vorgehensweise ist, dass sich der zeitliche Aufwand erhöht, da das Modell separat erstellt werden muss.

Eine schnellere Variante ergibt sich durch den Export der zweidimensionalen Maskendaten aus dem Layout Editor. Die Umwandlung der GDSII-Daten in das *ANSYS*-Dateiformat ist mit dem Programm *LinkCAD for ANSYS* möglich. Die Vernetzung der Flächen erfolgt wieder unter Nutzung von APDL mit unterschiedlichen Netzdichten für Federn und seismische Masse. Anschließend wird das Volumenmodell durch eine Extrusion in z-Richtung generiert. Als Element-Typ wurde bei beiden Varianten „Solid45“ gewählt. In Abb. 4.36 ist ein Element-Plot des FEM-Modells mit vergrößerten Ausschnitten dargestellt.

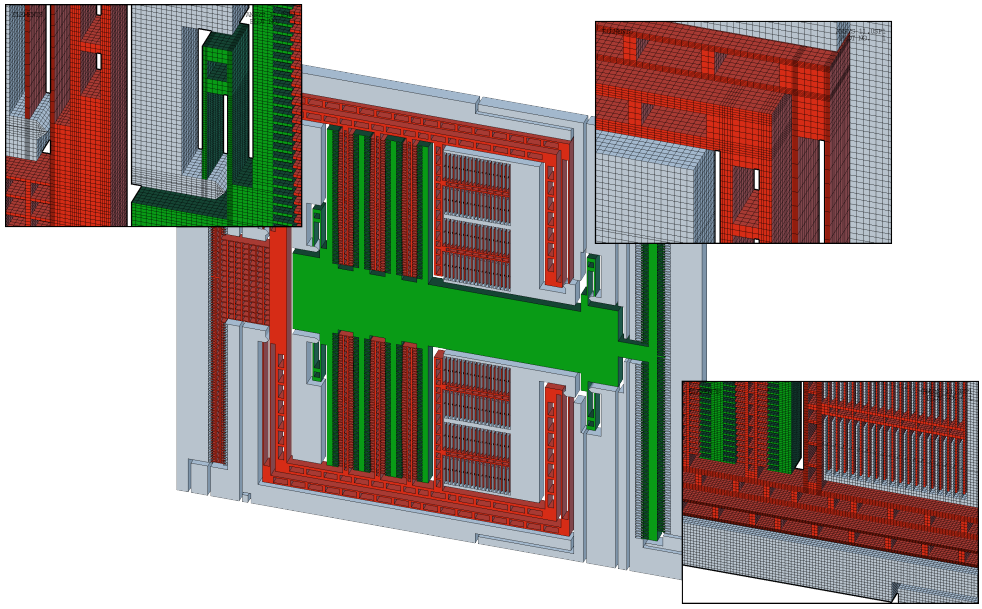
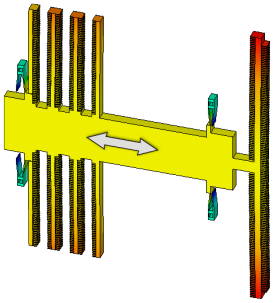
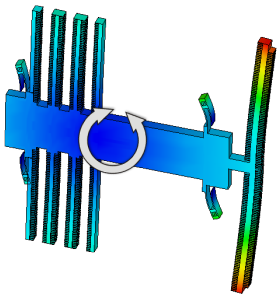
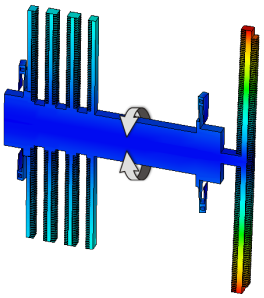
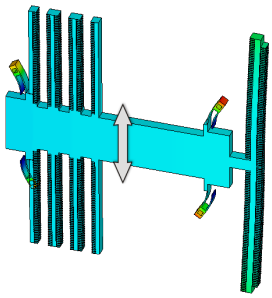


Abb. 4.36: Vernetzung des FEM-Modells

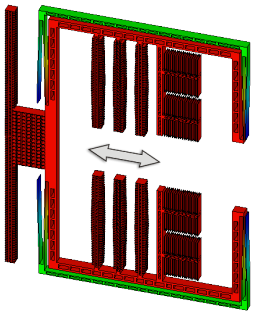
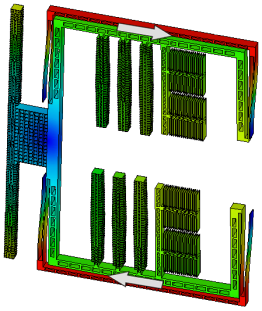
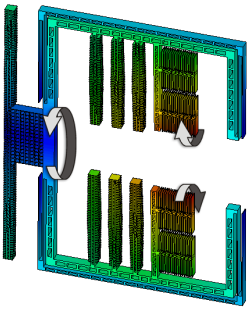
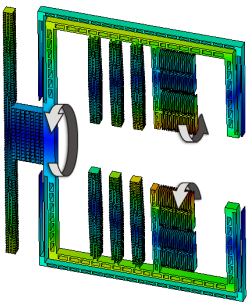
Für beide FMD-Systeme ist die erste Eigenschwingform die laterale Nutzbewegung in der Waferebene. Aufgrund der Asymmetrie des Resonators sind die beiden nächsthöheren

Eigenmoden Rotationsbewegungen in der Waferebene. Der dritte Mode ist eine laterale Bewegung senkrecht zum Nutzmode. Erst auf der fünften Eigenfrequenz erfolgt eine Bewegung aus der Ebene heraus. Die zweite Eigenfrequenz zeigt mit ca. 57 kHz einen relativ großen Abstand zur ersten Eigenfrequenz (Tab. 4.10).

Tab. 4.10: Erste Eigenfrequenzen und Eigenschwingformen des Resonators

Mode 1 30086 Hz	Mode 2 56627 Hz	Mode 3 63616 Hz	Mode 4 68077 Hz
			
Nutzmode, laterale Bewegung in der Ebene	Rotation in der Ebene um z-Achse	Rotation um x-Achse	Laterale Bewegung in der Ebene in y-Richtung

Tab. 4.11: Wichtige Eigenfrequenzen und Eigenschwingformen des Breitbandschwingers

Mode 1 3060 Hz	Mode 2 15421 Hz	Mode 6 25762 Hz	Mode 7 33046 Hz
			
Nutzmode, laterale Bewegung in der Ebene	Translation in x-Richtung, Verschiebung der oberen und unteren Hälfte	Rotation des Rahmens um x-Achse, Elektroden in Phase	Rotation des Rahmens um x-Achse, Elektroden nicht in Phase

Für den Breitbandschwinger liegt die zweite Eigenfrequenz bei ca. 15,4 kHz. Bei dieser Frequenz führt die seismische Masse eine translatorische Bewegung in der Ebene aus. Dabei verschieben sich die obere und untere Hälfte der „C“-förmigen Struktur gegeneinander. Die Eigenmoden drei und vier werden nur durch die Quertraversen der Bügelfedern verursacht und liegen zwischen 18 kHz und 19 kHz. Die höheren Eigenfrequenzen des

Breitbandschwingers sind vor allem im Bereich der ersten Eigenfrequenz des Resonators interessant. Hier sollte ein genügend großer Frequenzabstand vorhanden sein, um eine Anregung durch den Wechselanteil der Koppelspannung zu vermeiden. Einen Überblick über die wichtigsten Strukturmoden des Breitbandschwingers verschaffen die Grafiken in Tab. 4.11.

4.4.9 Simulation des Gesamtsystems

Die numerische Simulation dient der Analyse dynamischer Vorgänge des gesamten Sensor-Aktuator-Systems. Als Werkzeug für die System-Simulation wurde die Software *Matlab/Simulink* verwendet. Damit wird das System-Modell als Blockdiagramm erzeugt. Eigene Modelle werden mit vorhanden Blöcken aus der *Simulink*-Bibliothek erstellt. Der Systemsimulator eignet sich sehr gut, um das physikalische Modell des FCOS realitätsnah zu modellieren und den elektromechanischen Wandlereffekt zu analysieren.

Die beiden schwingfähigen Strukturen werden als Feder-Masse-Dämpfer-Systeme mit einem Freiheitsgrad beschrieben. Für das Modell eines FMDs wurde die allgemeine Schwingungs-Differenzialgleichung (4.37) von S. 55 nach $\ddot{x}$ aufgelöst und mit Blöcken abgebildet. Das Modell in Abb. 4.37 zeigt dies am Beispiel des Breitbandschwingers. Als Eingang kann eine Kraft, eine Beschleunigung oder eine Stützenerregung aufgeprägt werden. Ein weiterer Eingang ermöglicht die Berechnung der verminderten Eigen- bzw. Resonanzfrequenz des Feder-Masser-Dämpfer-Systems unter Einbeziehung der elektrostatischen Erweichung

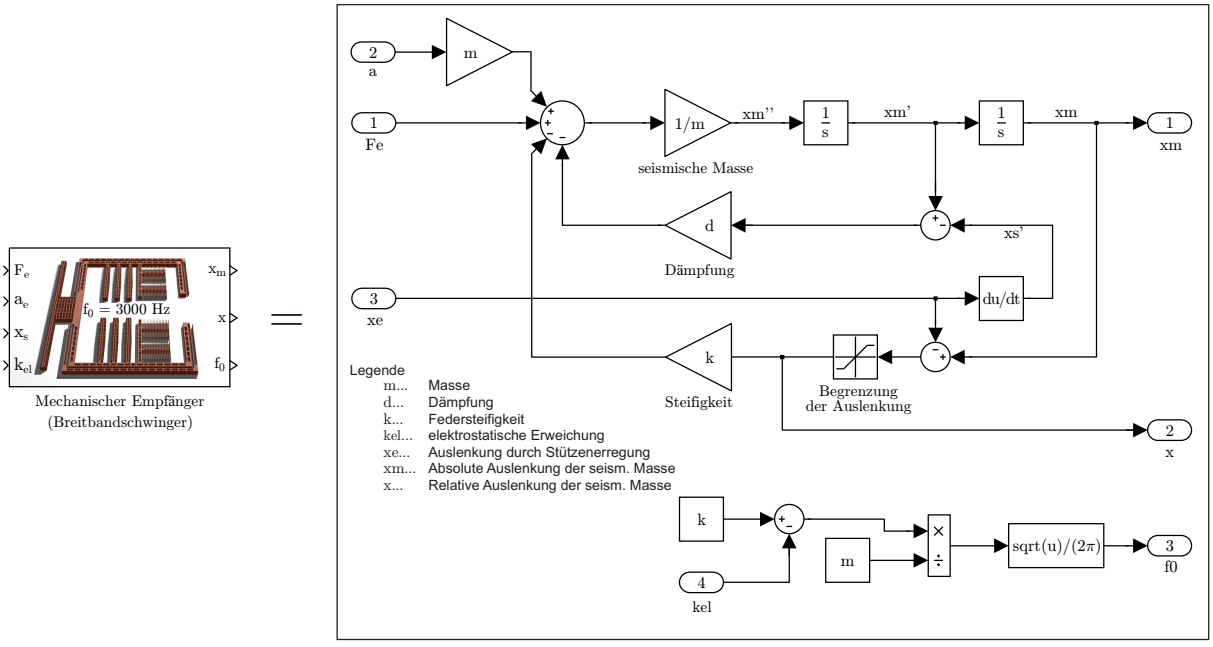


Abb. 4.37: Simulink-Block eines FMD-Systems

nach Gl. (4.34). Die Ausgänge des Blocks liefern die absolute und relative Auslenkung der seismischen Masse und den Wert der verminderten Eigenfrequenz.

Die Anregung des Breitbandschwingers erfolgt entweder durch Krafterregung (elektrostatisch) oder Stützenerregung (mechanisch). Mit der mechanischen Erregung werden der Breitbandschwinger und der Resonator gleichermaßen auf niedriger Frequenz angeregt. Erst die mechanisch modulierte elektrostatische Koppelkraft führt zu der elementaren Anregung des Resonators auf seiner Eigen- bzw. Resonanzfrequenz. Die Kraft wird mit den Koppelelektroden erzeugt. Für die Modellierung der Koppelelektroden wurden die mit *ANSYS* numerisch ermittelten Kapazitätsfunktionen bzw. deren Ableitungen C_x und C_{xx} verwendet. Der Block enthält einen Eingang für die relative Bewegungsamplitude und insgesamt drei Ausgänge, zwei für die elektrostatische Kraft (numerisch und analytisch ermittelt) und einen Ausgang für die äquivalente elektrostatische Erweichung.

In Abb. 4.38 ist ein Ausschnitt aus dem *Simulink*-Modell mit den beiden Feder-Masse-Dämpfer-Systemen und der Kraftkopplung über die Koppelelektroden dargestellt. Die relative Amplitude zwischen den Koppelelektroden setzt sich aus den Amplituden der einzelnen FMD-Systeme zusammen. Die elektrostatische Kraft wirkt jeweils auf den Breitbandschwinger und den Resonator. Durch die wegabhängigen Terme der Koppelkraft reduzieren sich die Eigenfrequenzen der mechanischen Systeme.

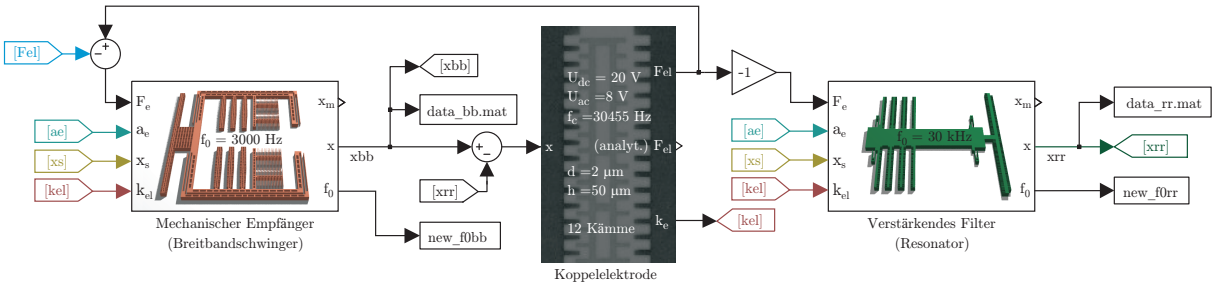
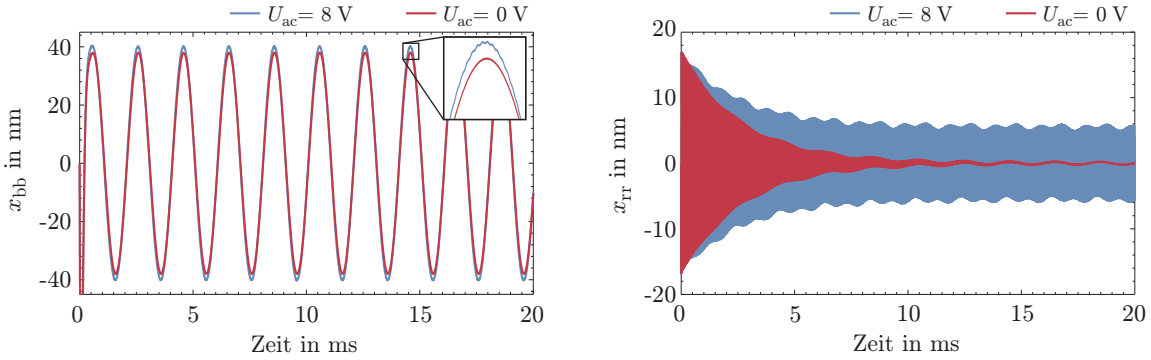


Abb. 4.38: Ausschnitt aus dem *Simulink*-Modell der FMD-Systeme mit Kraftkopplung

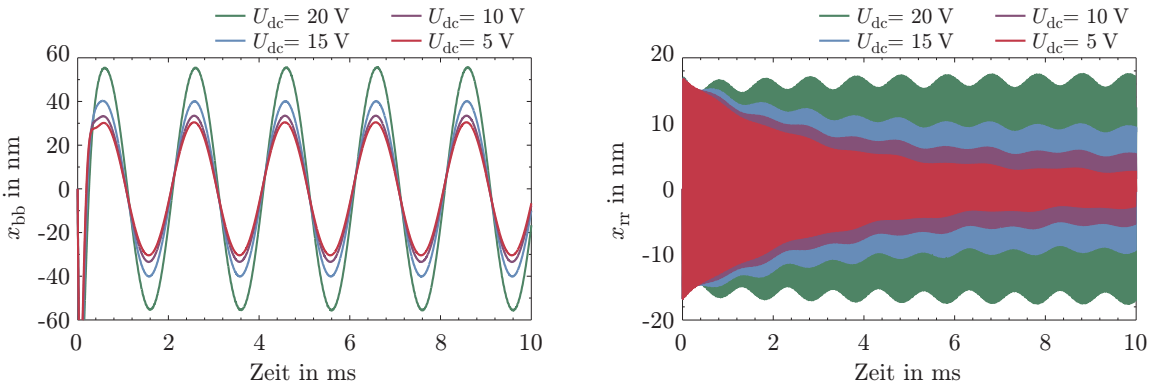
Die Ergebnisse der Simulation sind in den folgenden Abbildungen dargestellt. Die Graphen in Abb. 4.39 zeigen den Verlauf der Amplitude über die Zeit für den Breitbandschwinger und den Resonator. Als Anregung wurde eine Stützenerregung von 1 µm bei 500 Hz verwendet. Das entspricht einer Beschleunigung von ca. 1 g. Bei einer vorgegebenen Polarisationsspannung von $U_{\mathrm{dc}} = 15\,\mathrm{V}$ ist die Auswirkung der AC-Koppelspannung auf die FMD-Systeme dargestellt. Durch die AC-Spannung mit der Trägerfrequenz wird der Resonator in Resonanz erregt. Ohne die Trägerfrequenz entfällt diese Eigenschaft. Die Amplitude des Breitbandschwingers wird ebenfalls leicht verstärkt, was auf die Mitkopplung durch einen Kraftanteil auf der Erregerfrequenz zurückzuführen ist.



(a) Breitbandschwinger **(b)** Resonator

Abb. 4.39: Einfluss des Wechselanteils der Koppelspannung auf die Amplitude der mikromechanischen Strukturen bei einer Stützenerregung von 1 µm bei 500 Hz (entspricht ca. 1 g) und einer Polarisationsspannung von $U_{dc} = 15\,V$

Der Einfluss der Polarisationsspannung ist in Abb. 4.40 dargestellt. Mit steigendem DC-Anteil wird nicht nur die Koppelkraft erhöht, sondern auch die Eigenfrequenz des Breitbandschwingers merklich reduziert. Das führt wiederum nach dem formalen Zusammenhang zwischen Eigenfrequenz des mechanischen Systems und seiner Schwingamplitude zu einer Erhöhung der Sensitivität.



(a) Breitbandschwinger **(b)** Resonator

Abb. 4.40: Einfluss des Gleichanteils der Koppelspannung auf die Amplitude der mikromechanischen Strukturen bei einer Stützenerregung von 1 µm bei 500 Hz (entspricht ca. 1 g) und einer Wechselspannung von $U_{ac} = 8\,V$

Das mechanische Modell kann um den elektromechanischen Wandlereffekt zur Detektion der Schwingungen erweitert werden. Dazu werden die Kapazitätsfunktion der Detektionselektroden und ihre Ableitung C_x verwendet. Die mechanische Auslenkung des FMD-Systems führt zu einer Kapazitätsänderung. Diese wird mit einem kapazitiven Detektionsprinzip, wie z. B. die Detektion der Umladeströme mit einem Transimpedanzverstärker, in eine elektrische Größe gewandelt. Die System-Simulation mit kapazitiver Detektion und Demodulation wird in Kapitel 6 vorgestellt.

Kapitel 5

5 Charakterisierung des mikromechanischen Systems

Oftmals ergeben sich Abweichungen zwischen dem Verhalten der gefertigten mikromechanischen Struktur und den vorher erstellten Simulationsmodellen. Gründe dafür sind die angenommenen Vereinfachungen bei der Beschreibung des Systems und Abweichungen der gefertigten Strukturen von der Idealform infolge technologischer Toleranzen. Bei der Charakterisierung des mikromechanischen Systems werden die Abmessungen und Formen sowie die dynamischen Eigenschaften der einzelnen Schwinger untersucht und das Funktionsprinzips des FCOS nachgewiesen.

5.1 Messverfahren

Die Übertragungsfunktionen der beiden FMD-Systeme lassen sich am einfachsten mit einem optischen Messverfahren ermitteln. Dazu werden die mikromechanischen Schwinger separat elektrostatisch angeregt. Mit einem Laser-Doppler-Vibrometer wird, unter Ausnutzung des Doppler-Effekts von Licht, die Schwinggeschwindigkeit gemessen. Für die Darstellung im Frequenzbereich wird eine FFT notwendig. Die Übertragungsfunktion wird mit einem stochastischen Korrelationsverfahren wie das H_1/H_2-Verfahren ermittelt [Bac92]. Somit werden die störenden Einflüsse durch Schwingungen und Vibrationen am Versuchsstand (z. B. Gebäudeschwingungen, Laminar-Boxen) und durch Rauschen der Elektronik (z. B. Signalgenerator, Vibrometer-Messsystem) unterdrückt [Kur95]. Ein weiterer großer Vorteil des optischen Messverfahrens ist, dass es keine parasitäre Beeinflussung des Messsignals infolge der elektrostatischen Anregung geben kann.

Die mikromechanischen Strukturen sind so ausgelegt, dass ihr erster Eigenmode lateral in der Ebene (*In-Plane*) auftritt. Aufgrund der kleinen Strukturabmessungen und der sehr geringen Bewegungsamplitude erwies sich jedoch die Verwendung eines In-Plane-Vibrometers als ungeeignet. Günstiger ist die Messung der lateralen Bewegung mit einem

Vibrometer für Bewegungen aus der Ebene heraus (*Out-Of-Plane*). Dabei erfolgt die Messung mit einem Mikroskop durch das Objektiv, womit sich der Laserfleck sehr genau auf eine bestimmte Stelle der Struktur einrichten lässt (Abb. 5.1). Eine Messung mit dem Out-Of-Plane-Vibrometer an lateral bewegten Strukturen ist möglich, da aufgrund der Herstellungstechnologie die Strukturen im Silizium nicht ideal senkrecht geätzt werden. Durch die entstehende Keiligkeit, vor allem an den Federn der Strukturen, entsteht zusätzlich zur Bewegung in der Ebene eine Out-Of-Plane-Komponente. Diese Komponente lässt sich mit dem Out-Of-Plane-Vibrometer detektieren.

Bei dieser Messmethode ist auffällig, dass die Randchips auf dem Wafer ein besonders großes Signal liefern, während die Chips in der Wafermitte eine sehr kleine Out-Of-Plane-Komponente zeigen. Eine Erklärung wird in Abschn. 5.2.3 zur Charakterisierung der Form der Siliziumelemente gegeben. Durch eine zusätzliche Schrägstellung der Probe konnte das Signal vergrößert werden. Dabei hat es sich bewährt, den Laser-Punkt auf eine Kante der beweglichen Struktur zu fokussieren. Mit diesem Messverfahren können die Eigen- bzw. Resonanzfrequenzen und die Bandbreiten der FMD-Systeme bestimmt werden.

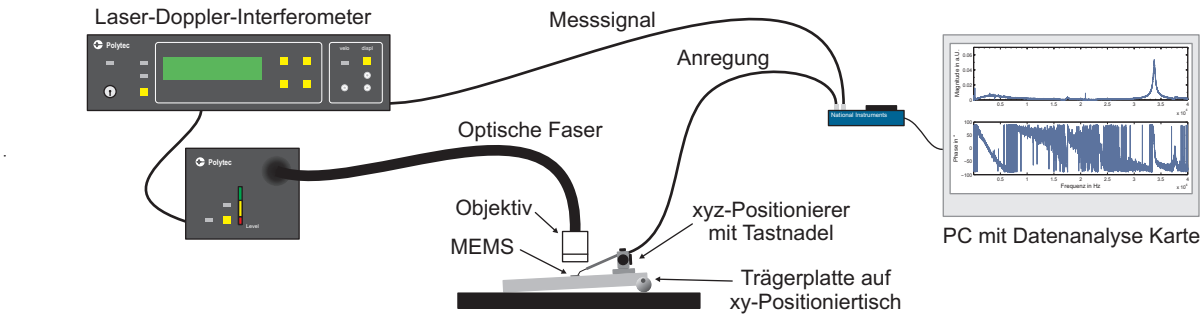


Abb. 5.1: Messaufbau zur Charakterisierung mit dem Laser-Doppler-Vibrometer

Wird ein großer Frequenzbereich der Übertragungsfunktion betrachtet, so werden die Eigenfrequenzen der höheren Moden ersichtlich. Dabei ist zu beachten, dass es sich bei den höheren Moden meist um Bewegungen aus der Ebene heraus handelt. Durch das optische Messverfahren für Out-Of-Plane-Bewegungen der Struktur ist jedoch das Verhältnis zwischen den Amplituden der lateralen Bewegung und der vertikalen Bewegung nicht korrekt und die Amplitude der In-Plane Bewegung erscheint verhältnismäßig geringer als in Realität.

Für eine genauere Aussage über die In-Plane-Bewegungsform der MEMS-Struktur kann auf ein Messsystem mit stroboskopischer Beleuchtung zurückgegriffen werden. Bei der stroboskopischen Videomikroskopie wird die Bewegungsform des Objekts „eingefroren“. Durch einen geringen Frequenzunterschied zwischen Beleuchtung und Anregungssignal kann eine „verlangsamte“ In-Plane-Bewegung dargestellt werden. Die Auswertung erfolgt über eine Bild-Bild-Korrelation aus den Videodaten [Pol08b]. Mit dem Messsystem

MSA-500 der Firma *Polytec* können laterale Bewegungen mit mehreren 100 nm Amplitude gemessen werden. Das Anregungssignal ist in diesem Fall eine harmonische Schwingung. Durch einen Frequenzsweep werden verschiedene Punkte im Frequenzgang des FMD-Systems angefahren. Das Messverfahren ist dadurch vergleichsweise langsam und für eine große Anzahl von Messungen nicht zu empfehlen.

Bei der Aufnahme der Frequenzgänge mit dem optischen Vibrometer-Messverfahren wurde ein Pseudozufallsrauschen, kurz PRN (Pseudo-Random-Noise), als Anregungssignal verwendet. Die PRN-Anregung lieferte die besten Ergebnisse im Vergleich zu anderen gängigen Anregungssignalen, wie z. B. Sprung, Chirp oder weißes Rauschen. Für Untersuchungen des dynamischen Verhaltens bei vermindertem Druck ist allerdings eine Sprung-Anregung zu favorisieren. Die damit in das System eingetragene Energie ist ausreichend, um die Schwingung auf der Eigenfrequenz zu erzeugen. Mit einem Sprung von einem bestimmten elektrischen Potenzial auf null kann das mechanische System auf seiner Eigenfrequenz ausschwingen ohne eine elektromechanische Rückkopplung zu bewirken.

Die mit dem optischen Messverfahren (Laser-Doppler-Vibrometrie) ermittelten Werte für Eigenfrequenz und Bandbreite der mikromechanischen Schwinger wurden durch Messungen mit kapazitiver Auswertung verifiziert. Dafür wurden die Strukturen mit einer Sinus-Sweep-Anregung stimuliert und das Ausgangssignal nach einer Strom-Spannungs-Wandlung mit einem Lock-In-Verstärker erfasst. Erfolgt die Anregung mit einer reinen Wechselspannung, wird durch den quadratischen Zusammenhang zwischen der elektrostatischen Kraft und der Spannung

$$F_{\mathrm{el}} = \frac{U^2}{2}\frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}x} \tag{5.1}$$

die mikromechanische Struktur auf der doppelten Frequenz angeregt. Mit dem konstanten C_x der Elektroden gilt für die Anregung mit reiner Wechselspannung:

$$F_{\mathrm{el}} \sim \left(\hat{U}_{\mathrm{ac}} \sin \omega_{\mathrm{e}} t\right)^2 \tag{5.2}$$

$$\sim \hat{U}_{\mathrm{ac}}^2 \frac{1}{2}\left(1 + \cos 2\omega_{\mathrm{e}} t\right) . \tag{5.3}$$

Bei Verwendung eines zusätzlichen Gleichspannungsanteils wird die MEMS-Struktur gleichzeitig auf der einfachen und der doppelten Frequenz angeregt:

$$F_{\mathrm{el}} \sim \left(U_{\mathrm{dc}} + \hat{U}_{\mathrm{ac}} \sin \omega_{\mathrm{e}} t\right)^2 \tag{5.4}$$

$$\sim U_{\mathrm{dc}}^2 + 2\, U_{\mathrm{dc}} \hat{U}_{\mathrm{ac}} \sin \omega_{\mathrm{e}} t + \hat{U}_{\mathrm{ac}}^2 \frac{1}{2}\left(1 + \cos 2\omega_{\mathrm{e}} t\right) . \tag{5.5}$$

Die elektrostatische Anregung der kapazitiven MEMS auf der doppelten Frequenz (2f-Methode) hat den Vorteil, dass das unvermeidliche kapazitive Übersprechen leicht von der mechanischen Antwort des Systems separiert werden kann (siehe auch [LTC+03]). Zusätzlich zur 2f-Methode werden geteilte Elektroden für die Anregung verwendet und die Siliziumstruktur mit zwei 180° phasenverschobenen Signalen wie in Abb. 5.2 dargestellt angeregt. Das kapazitive Übersprechen, das zu einer Übersteuerung der Verstärkereingänge des nachgeschalteten Transimpedanzwandlers führen kann, reduziert sich dadurch auf ein Minimum [SMR+04].

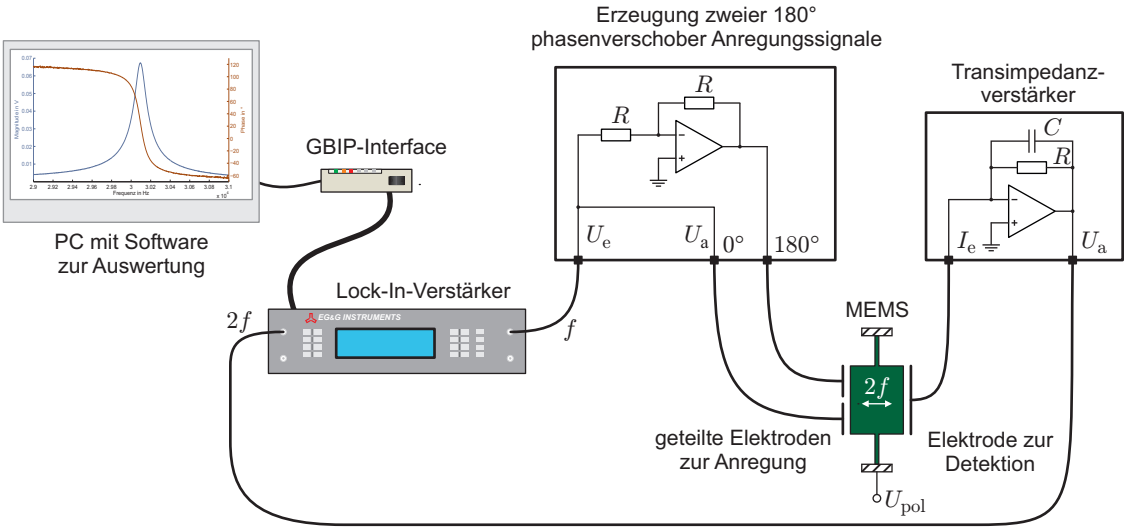


Abb. 5.2: Messverfahren mit elektrostatischer Anregung (2f-Methode)

Für die Charakterisierung der MEMS Strukturen eignen sich beide Verfahren, da die Strukturen bereits im Waferverbund vermessen werden können. Der Vorteil des optischen Messverfahrens besteht darin, dass das elektrostatische Übersprechen der Anregungssignale keinen Einfluss auf die Messungen hat. Ferner wird keine externe Auswerte-Elektronik, wie z. B. der I/U-Wandler oder die Schaltung zur Erzeugung des 180° phasenverschobenen Anregungssignals, für die Charakterisierung der MEMS benötigt. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, die Systemantwort der mikromechanischen Struktur an verschiedenen Punkten aufzunehmen und z. B. mit einem Scanning-Laser-Vibrometer eine experimentelle Modalanalyse durchzuführen.

5.2 Messergebnisse

5.2.1 Bestimmung von Eigenfrequenz und Bandbreite

Die Werte für Eigenfrequenz und Bandbreite der Strukturen werden aus der Übertragungsfunktion ermittelt. Dabei ist zu beachten, dass das optische Messsystem ebenfalls eine eigene Frequenzgangcharakteristik aufweist. Diese ist abhängig von der gewählten Messbandbreite und dem gewählten Geschwindigkeitsdekoder und kann durch ein Tiefpass-Verhalten beschrieben werden. Innerhalb kleiner Frequenzbereiche wird die Phase des Vibrometers typischerweise als linear fallend angenommen [Pol08a, Pol93]. Aufgrund dieses Phasengangs kommt es bei der Aufnahme der Übertragungsfunktion dazu, dass sich Real- und Imaginärteil über den Frequenzbereich scheinbar vertauschen.

Bei der komplexen Übertragungsfunktion von Systemen mit niedriger Dämpfung kann der Kurvenverlauf des Imaginärteils im Bereich der Eigenfrequenz(en) sehr gut durch die *Lorentz*-Verteilung

$$L(x) = \frac{1}{\pi} \frac{\Gamma/2}{(\Gamma/2)^2 + (x - x_0)^2} \tag{5.6}$$

approximiert werden [LTC+03]. Dabei ist Γ die Halbwertsbreite der Funktion, auch bekannt als FWHM und x_0 das Zentrum der Verteilung. Als Ansatzfunktion wird die folgende abgewandelte *Lorentz*-Funktion verwendet [FSH+08, SHD05]:

$$L(f) = \frac{{}^{1}\!/\!_{(A_{\max} - A_{\min})}}{\left(\frac{1}{A_{\max} - A_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{f - f_{\mathrm{n}}}{b}\right)^2} + A_{\min}\,. \tag{5.7}$$

Die Parameter sind das Minimum $A_{\min}$ und Maximum $A_{\max}$ der aufgenommenen Werte im gewählten Frequenzbereich, die n-te Eigenfrequenz f_{n} und ein der Bandbreite proportionaler Faktor b.

In Abb. 5.3 ist der Frequenzgang des Resonators bis 100 kHz dargestellt. Die Messwerterfassung erfolgte mit dem Vibrometer nach dem Messaufbau aus Abb. 5.1. Zu sehen sind der Real- und Imaginärteil der komplexen Übertragungsfunktion sowie der Amplituden- und Phasengang. Die erste Eigenfrequenz des Resonators liegt bei ca. 30 kHz. Die höheren Eigenfrequenzen entstehen durch Out-of-Plane-Bewegungen der mikromechanischen Struktur. Das Verhältnis der Amplituden von erster Eigenfrequenz zu den höheren wird dabei nicht korrekt wiedergegeben, da der erste Eigenmode eine Bewegung in der Ebene und die nächst höheren Eigenmoden Bewegungen aus der Ebene heraus darstellen.

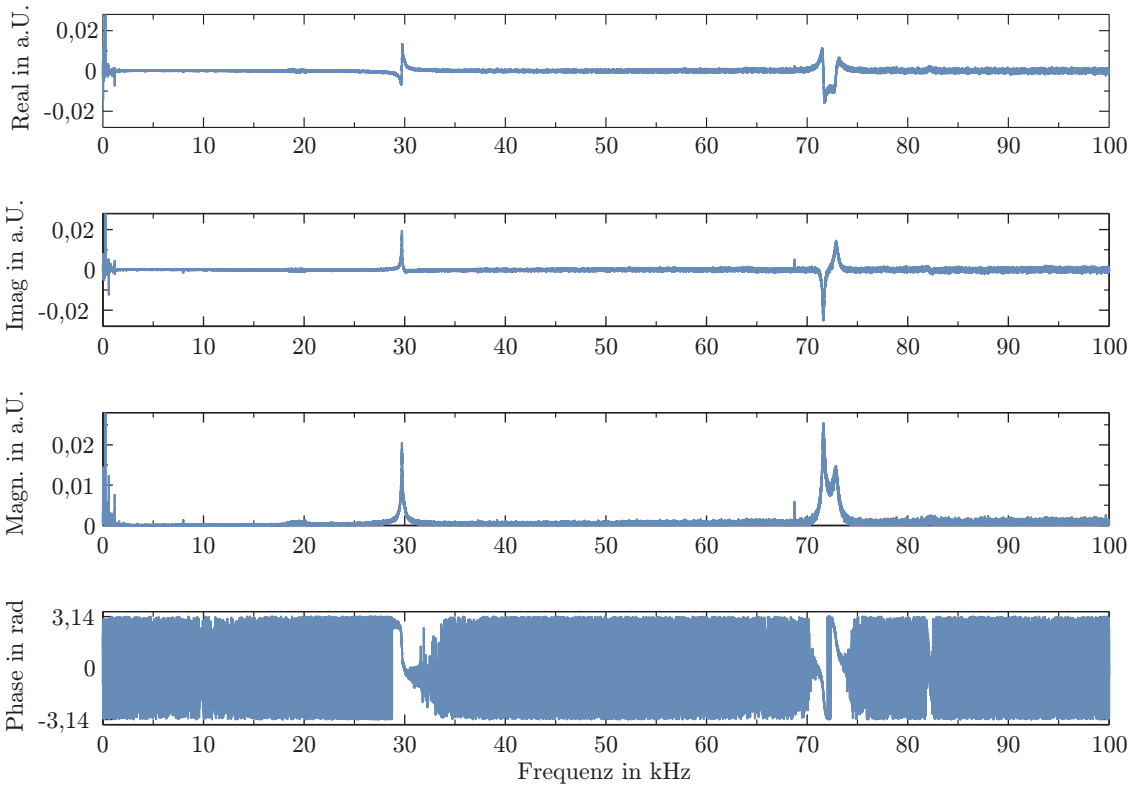
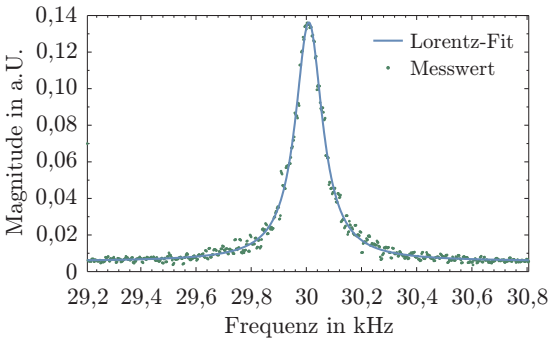


Abb. 5.3: Übertragungsfunktion des Resonators bis 100 kHz mit Real- und Imaginärteil sowie Amplituden- und Phasengang (Wafer 11-187-1, Chip E2)

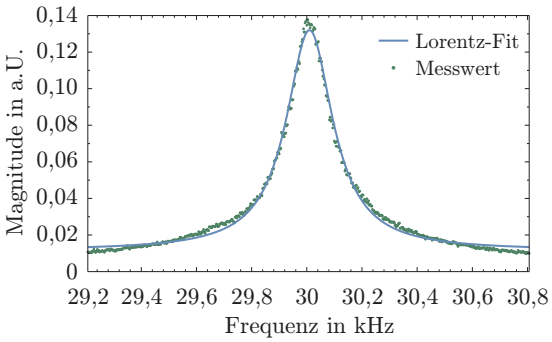
Die mit dem Vibrometer aufgenommenen Daten der komplexen Übertragungsfunktion (z. B. Real- und Imaginärteil) wurden gespeichert und anschließend mit *Matlab* ausgewertet. Zur Bestimmung von Eigenfrequenz und Bandbreite wird lediglich der Frequenzbereich um die interessierende Eigenfrequenz betrachtet. Die Kurvenanpassung erfolgt mit der Funktion aus Gl. (5.7) nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate. Zusätzlich werden die Messwerte um den Frequenzgang des Vibrometers korrigiert.

Die Graphen in Abb. 5.4 zeigen anhand eines Beispiels, dass die *Lorentz*-Funktion sehr gut geeignet ist, um Eigenfrequenz und Bandbreite aus dem Imaginärteil der Übertragungsfunktion zu extrahieren. Mit der Kurvenanpassung im Amplitudengang kann nur die Resonanzfrequenz sicher bestimmt werden. Die aus dem Amplitudengang ermittelte Bandbreite zeigt eine deutliche Abhängigkeit vom für die Regression gewählten Frequenzbereich. Um dennoch die 3 dB Bandbreite aus dem Amplitudengang zu bestimmen, könnte eine Polynom-Regression genutzt werden. Der Vergleich in Abb. 5.5 zeigt, dass die Kurvenanpassung des Imaginärteils weitestgehend unabhängig vom gewählten Frequenzbereich um die Resonanzstelle ist.

In Tab. 5.1 sind Ergebnisse aus Vergleichsmessungen zwischen der 2f- und der PRN-Methode zusammengetragen. Es wird deutlich, dass sowohl die Messmethode mit Aus-



(a) Imaginärteil der Übertragungsfunktion
$f_r = 30008{,}87\,\text{Hz}, BB = 119{,}33\,\text{Hz}$



(b) Amplitude der Übertragungsfunktion
$f_r = 30009{,}59\,\text{Hz}, BB = 132{,}39\,\text{Hz}$

Abb. 5.4: Lorentz-Fit um die Resonanzfrequenz (Wafer 11-187-1, Chip F2)

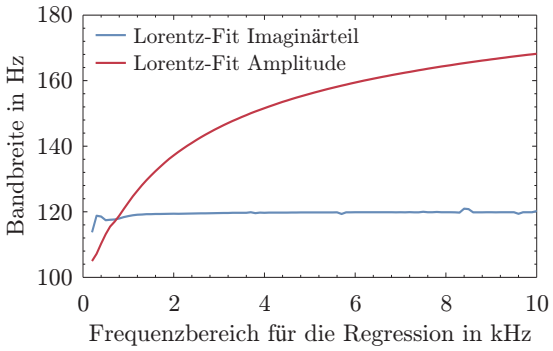


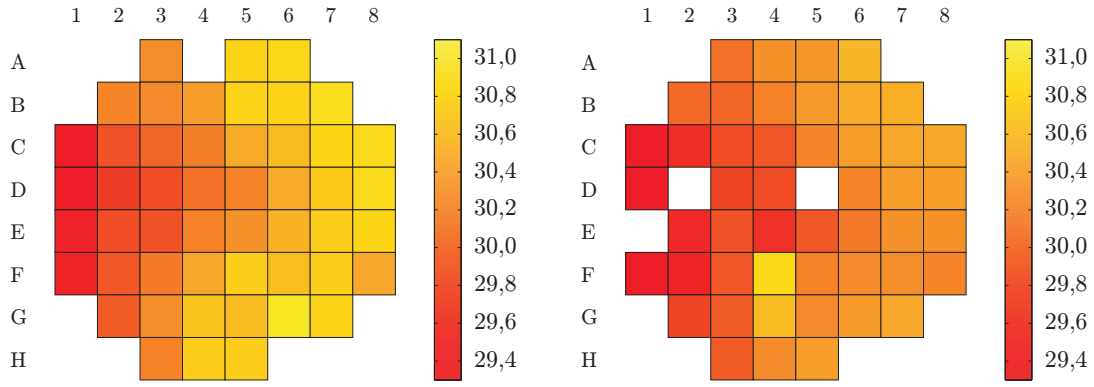
Abb. 5.5: Einfluss des für die Regression gewählten Frequenzbereichs auf die mittels *Lorentz*-Fit ermittelte Bandbreite

Tab. 5.1: Vergleichsmessungen zwischen optischem und elektrostatischem Messverfahren

Chip	Methode	f_0 in kHz	BB in Hz	Q
C2 R1	2f	29,989	112,7	266,0
	PRN	29,981	112,4	266,7
C2 R2	2f	29,757	114,2	260,6
	PRN	29,751	115,7	257,1
C3 R1	2f	30,095	116,4	258,6
	PRN	30,089	117,2	256,7
C3 R2	2f	29,953	116,1	257,9
	PRN	29,947	118,8	252,0

wertung der Umladeströme auf der 2ten Harmonischen als auch die Messmethode mit schräggestelltem MEMS und optischer Detektion geeignet sind, um Resonanzfrequenz und Bandbreite zu bestimmen. Die dennoch vorhandenen geringen Abweichungen der Ergebnisse lassen sich dadurch erklären, dass die Anregung der MEMS Struktur mit unterschiedlichen Signalen erfolgte. Außerdem stellt die Messung mit der PRN-Methode bereits eine Mittelung der Messergebnisse dar, wohingegen es sich bei der 2f-Methode um Einzelmessungen handelt. Bei der Charakterisierung mit der 2f-Methode wurde die an der TU Chemnitz entwickelte Software *SpecView* verwendet [Sch99]. Die Software bestimmt die Resonanzfrequenz aus dem Maximum im Amplitudengang und nutzt die 3 dB Grenzfrequenzen, die mit einen Polynom-Fit extrahiert werden, um die Bandbreite zu ermitteln. Bei der PRN-Methode erfolgte die Kurvenanpassung komplett automatisiert über ein selbst entwickeltes *Matlab*-Script mit der vorgestellten *Lorentz*-Funktion.

Die Messergebnisse für die erste Eigenfrequenz und die Güte der Resonatoren sind in den Wafer-Maps in Abb. 5.6 dargestellt. In Tab. 5.2 sind die Messwerte noch einmal

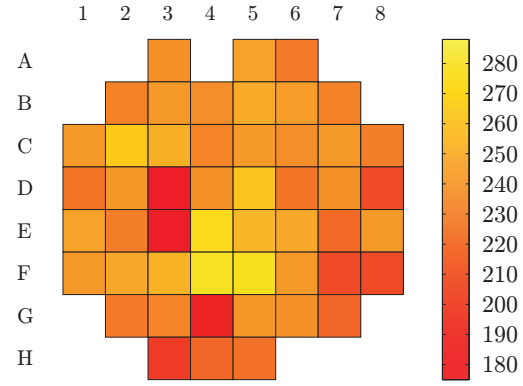


11-187-1 Resonator 1, f_0 in kHz

(a) Eigenfrequenz Resonator 1 (lv)

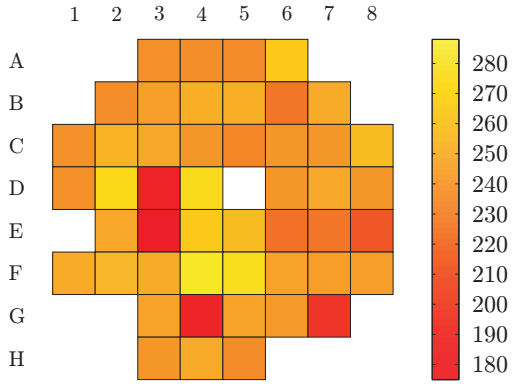
11-187-1 Resonator 2, f_0 in kHz

(b) Eigenfrequenz Resonator 2 (g)



11-187-1 Resonator 1, Q in 1

(c) Güte Resonator 1 (lv)



11-187-1 Resonator 2, Q in 1

(d) Güte Resonator 2 (g)

Abb. 5.6: Wafer-Maps zu Wafer Nr. 11-187-1

zusammengefasst. Die Resonanzfrequenzen der Resonatoren liegen im Mittel bei 30,3 kHz und stimmen somit sehr gut mit den Vorgaben aus dem Entwurf überein. Die erreichten Resonanzüberhöhungen liegen im Schnitt bei 242. Mit den analytischen Gleichungen zur Berechnung der Dämpfung wurde ein Wert von ca. 260 ermittelt, was auch in diesem Fall eine gute Übereinstimmung zeigt. Der erwartete Trend zu größeren Güten bei Resonator 2 mit den geraden nicht-überlappenden (g) Koppelelektroden gegenüber Resonator 1 mit den linear variierten (lv) Koppelelektroden ist zu erkennen. Im Mittel ist die Güte um 20 größer. Die Wafer-Map in Abb. 5.7 zeigt die Differenz der Gütewerte ΔQ von Resonator 2 und Resonator 1 über den Wafer.

Tab. 5.2: Mittelwert und Standardabweichung der Messungen für Wafer 11-187-1

	Resonator 1 (linear variiert)	**Resonator 2** (gerade, nicht überlappend)
Eigenfrequenz	$(30{,}432 \pm 0{,}409)$ kHz	$(30{,}221 \pm 0{,}355)$ kHz
Güte	$239{,}6 \pm 20{,}7$	$245{,}2 \pm 20{,}0$
Güte (berechnet)	262	287

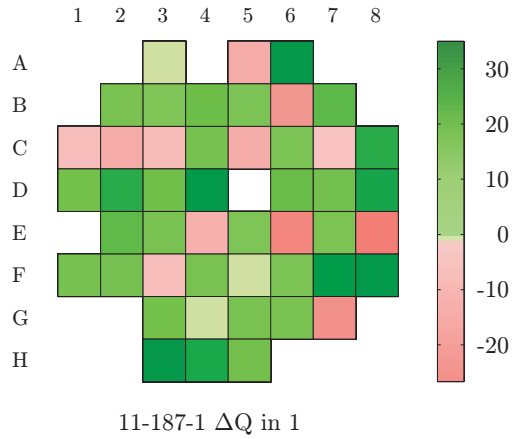


Abb. 5.7: Wafer-Map über ΔQ zu Wafer Nr. 11-187-1

Um die Eigenfrequenz des gedämpften Breitbandschwingers zu bestimmen wurde das System unter vermindertem Druck betrieben. Der Graph in Abb. 5.8 zeigt die Übertragungsfunktion des Breitbandschwingers bei einem Druck von 10^{-3} mbar bis 10^{-2} mbar. Die Eigenfrequenz liegt bei 3197 Hz und die Bandbreite beträgt bei dem verminderten Druck ca. 40 Hz.

Mit der ermittelten Eigenfrequenz kann nun das Dämpfungsmaß unter Normaldruck bestimmt werden. Dazu wird die Amplitude an der Stelle der Eigenfrequenz aus der normierten Übertragungsfunktion abgelesen. Dieser Wert entspricht der Güte des mechanischen

Systems. Die Graphen in Abb. 5.9 zeigen die mit dem Laser-Doppler-Vibrometer aufgenommene Übertragungsfunktion und die zugehörige Kohärenz. Für kleine Frequenzen wird das Vibrometer prinzipbedingt ungenau, was sich in der geringen Kohärenz und den stark schwankenden Messwerten bis ca. 1 kHz äußert. Das Dämpfungsmaß des Breitbandschwingers unter Normaldruck beträgt ca. $\vartheta = 0{,}6$. Mit den vorgestellten analytischen Gleichungen zur Dämpfungsberechnung wurde der gleiche Wert für das Dämpfungsmaß ermittelt. Damit bestätigt sich die getroffene Annahme, dass bei dominierender Squeeze Film Dämpfung zwischen aufeinander zu bewegten Platten das Dämpfungsmaß relativ genau im Voraus bestimmt werden kann.

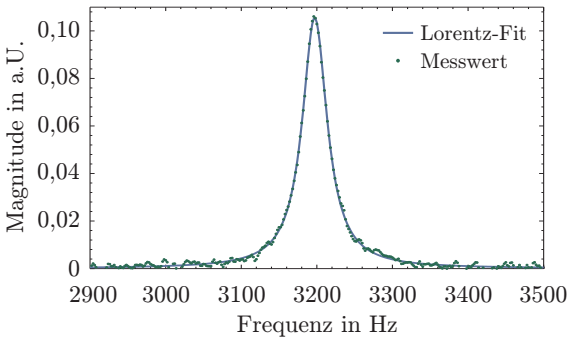


Abb. 5.8: Lorentz-Fit um die Eigenfrequenz des Breitbandschwingers bei vermindertem Druck (Wafer 11-187-1, Chip C3)

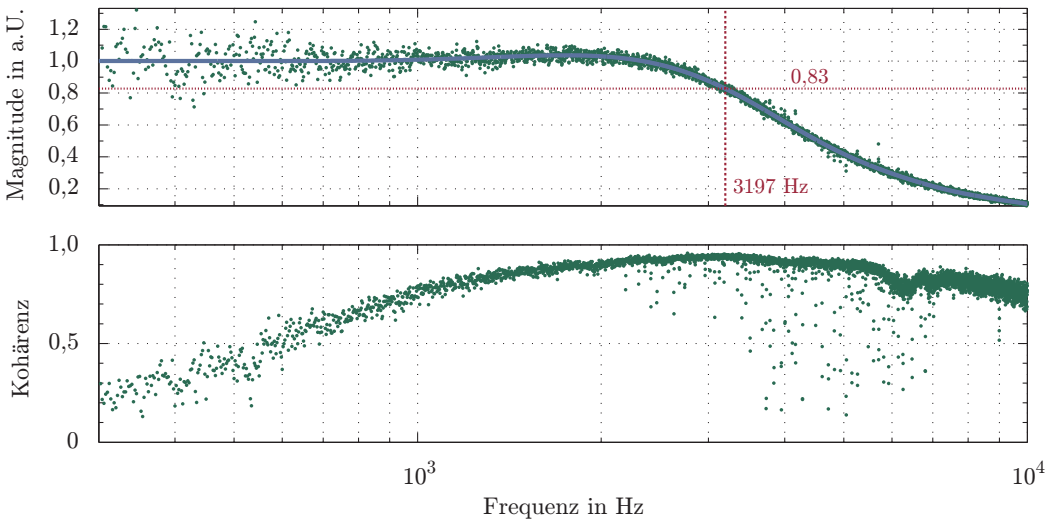


Abb. 5.9: Übertragungsfunktion des Breitbandschwingers bei Normaldruck (Wafer 11-187-1, Chip C3)

5.2.2 Dynamisches Verhalten

Mit dem Laser-Doppler-Vibrometer wurde der Frequenzgang an unterschiedlichen Stellen der mikromechanischen Struktur aufgenommen. Damit lassen sich die Schwingmoden,

wie in Abb. 5.10 am Beispiel des Breitbandschwingers dargestellt, bestimmen und mit der FEM Simulation vergleichen. Die exakte Aufnahme der Schwingmoden benötigt eine Vielzahl von Einzelmessungen an unterschiedlichen Messpunkten und lässt sich nur mit einem enormen Zeitaufwand realisieren. Bei den in oberflächennaher Mikromechanik hergestellten Sensoren ist es allerdings schwierig den Leuchtfleck des Lasers auf die feinen Strukturen zu positionieren. Das Beispiel in Abb. 5.10 zeigt, wie sich einzelne charakteristische Punkte auf der Struktur nutzen lassen, um sie mit den Simulationsergebnissen zu vergleichen.

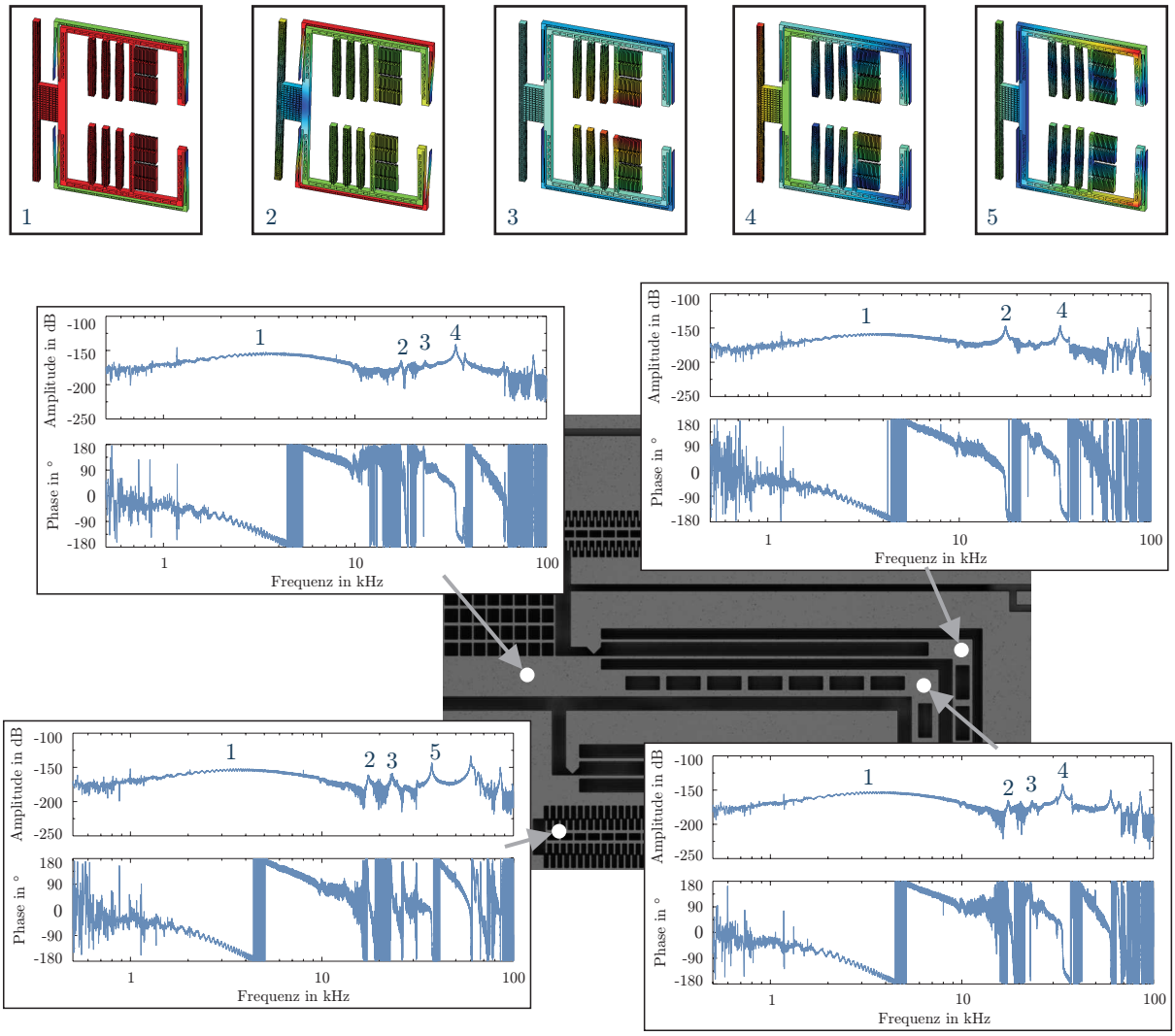


Abb. 5.10: Experimentelle Modalanalyse am Beispiel des Breitbandschwingers

Für den Graph in Abb. 5.11 wurde der Resonator des FCOS mit dem Planar Motion Analyzer (PMA) des MSA-500 untersucht. Die Anregung erfolgte sinusförmig mit Gleichspannungsanteil. Dabei wurde die Frequenz des Anregungssignals in den äußeren Bereichen in 50 Hz-Schritten und in der Nähe der Resonanz in 5 Hz-Schritten variiert. Die Auswertung

erfolgte auf der einfachen Anregungsfrequenz mit der zugehörigen Software von *Polytec*. Die Untersuchung der In-Plane-Bewegung lässt sich mit den derzeitigen Mitteln nur für Auslenkungen von mehreren 100 nm realisieren. Für kleinere Auslenkungsamplituden ist das stroboskopische Verfahren mit Bild-Bild-Korrelation noch nicht geeignet. Ein weiteres Hindernis für die Messung mit dem PMA ist der hohe Zeitaufwand, da jede einzelne Frequenz separat angefahren werden muss und über mehrere Perioden gemessen wird.

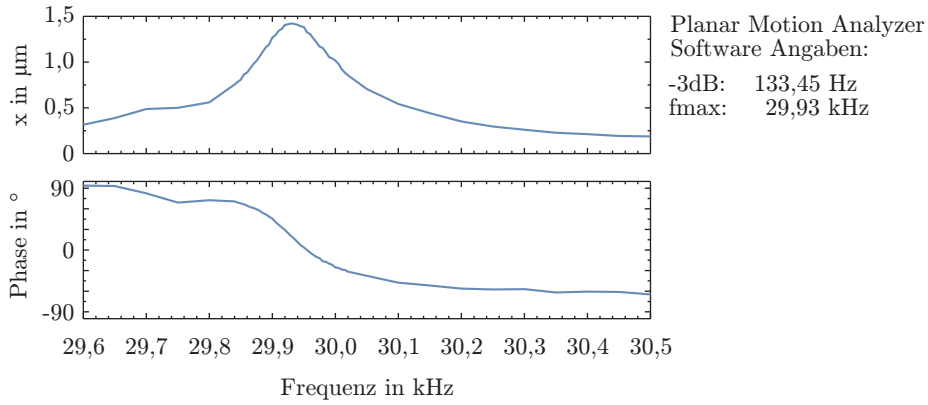
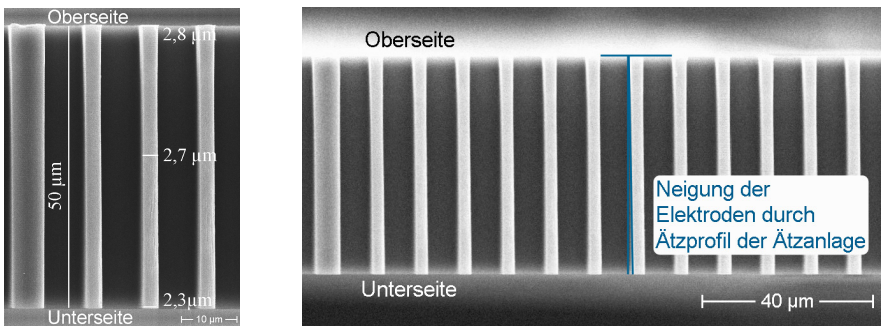


Abb. 5.11: Messung der In-Plane Bewegung des 30 kHz Resonators mit dem PMA

5.2.3 Abmessungen und Form der geätzten Siliziumstrukturen

Die Herstellung der mikromechanischen Strukturen erfolgt durch reaktives Ionenätzen. Die gefertigten Siliziumstrukturen weichen dabei von der Idealform ab. Infolge des Maskenunterschnitts vergrößern sich die Gräben zwischen Strukturelementen. Außerdem nimmt das Tiefenprofil der Siliziumelemente eine bestimmte Form an. Stark vereinfacht kann hier mit einem Winkel für die Keiligkeit der Struktur gerechnet werden. Wie die REM-Aufnahme in Abb. 5.12 zeigt, ist jedoch das Ätzprofil in der Realität wesentlich komplexer [SFDM07].



(a) **(b)**

Abb. 5.12: REM-Aufnahmen einer herausgebrochenen Elektrode des Resonators

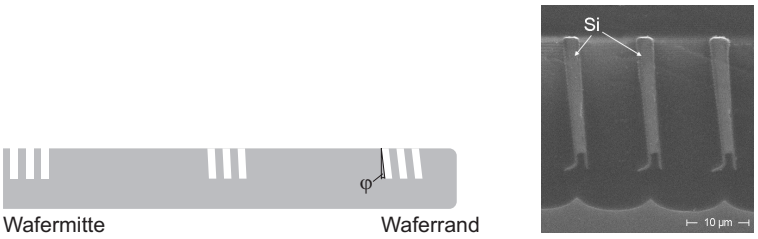


Abb. 5.13: Neigung der Ätzgräben in Abhängigkeit zur Lage auf dem Wafer *a)* Schematische Darstellung *b)* Schnittprofil einer SCREAM Struktur vom Waferrand (gleicher DRIE-Prozess)

Das Ätzprofil wird durch den Ätzprozess und durch die Anlage definiert. Bei der verwendeten Plasma-Ätzanlage der Firma *Surface Technology Systems* (STS) äußert sich das anlagenspezifische Ätzprofil in einer zusätzlichen Neigung der geätzten Gräben. In Abhängigkeit von der Lage der Si-Chips zur Wafermitte entsteht eine Neigung im Tiefen-Profil [Lea06] (siehe Abb. 5.12b und Abb. 5.13). Dieser Effekt wird auch bei der optischen Charakterisierung mit dem Laser-Doppler-Vibrometer deutlich, da die schräg geätzten Strukturen der Rand-Chips im Vergleich zu den Si-Chips in der Mitte des Wafers eine wesentlich größere Out-Of-Plane-Komponente des ersten Eigenmodes zeigen.

Die durch den Maskenunterschnitt hervorgerufene Verjüngung der Strukturelemente an der Oberseite beträgt im Mittel ca. 100 nm pro Seite (200 nm insgesamt). Der Winkel für die Keiligkeit beträgt ca. 0,3°. Die Abweichungen führen dazu, dass u. a. das Frequenzverhalten der gefertigten Struktur vom berechneten bzw. vom simulierten abweicht. Der Einfluss dieser Abweichungen wird im folgenden Abschnitt betrachtet.

5.3 Toleranzanalyse

Die BDRIE-Technologie ist dadurch gekennzeichnet, dass die Siliziumstrukturen durch tiefes reaktives Ionenätzen in die aktive Wafer-Ebene entstehen. Dieser Ätzprozess beeinflusst die tatsächliche Form der Strukturelemente und unterliegt technologischen Schwankungen. Die Strukturen werden daher nicht exakt rechteckförmig geätzt, sondern es entsteht ein Ätzprofil in Abhängigkeit von den Technologieparametern. Stark vereinfacht wird dieses Ätzprofil durch einen Maskenunterschnitt und einen Flankenwinkel beschrieben (Abb. 5.14). Als Resultat ändern sich einige Parameter der mikromechanischen Strukturen. Zum Beispiel kommt es zu einem messbaren Abfall der Eigenfrequenzen und zu einer Verringerung der Kapazitäten sowie zu einer damit verbundenen niedrigeren Empfindlich-

keit. Zusätzlich wird die fluidische Dämpfung, vor allem innerhalb der Elektrodensysteme, verringert.

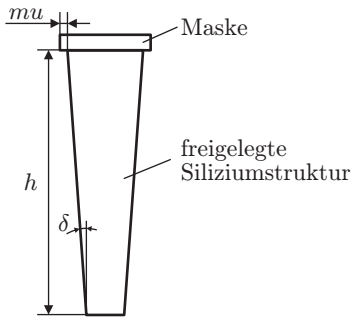


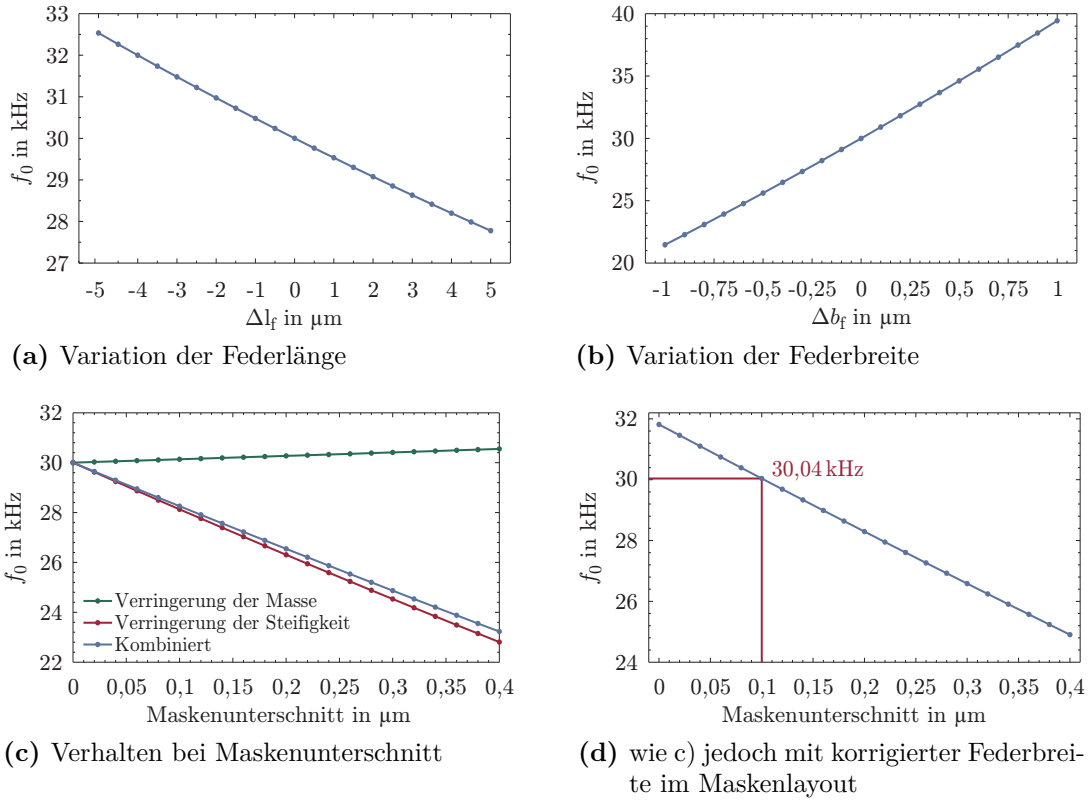
Abb. 5.14: Vereinfachtes Ätzprofil trockengeätzter Strukturelemente

Nachfolgend werden die Auswirkungen am Beispiel des 30 kHz-Resonators analysiert. Durch den Maskenunterschnitt wird die Länge der Federbänder vergrößert. Gleichzeitig wird deren Breite verringert. Bei einer Länge der Federbänder von 95 µm und einer Breite von 5 µm ist der Einfluss der Breitenänderung auf die Gesamtsteifigkeit und somit auf die Eigenfrequenz sehr hoch. Die Steifigkeit der Feder sinkt (siehe Abb. 5.15a und 5.15b). Zusätzlich nimmt die Masse der mikromechanischen Struktur ab und wirkt der Erweichung entgegen. Allerdings ist dieser Einfluss bei dem vorgestellten FMD-System gering. Somit führt der Maskenunterschnitt insgesamt zu einer Verringerung der Eigenfrequenz des FMD-Systems, wie durch die Graphen in Abb. 5.15c verdeutlicht wird.

Durch eine schnell und einfach realisierbare Korrektur der Federbreite im Layout kann diesem Trend sehr effektiv entgegen gewirkt werden. Der Graph in Abb. 5.15d zeigt, dass mit einem Vorhaltemaß von 100 nm an den Federbändern die gewünschte Resonanzfrequenz erzielt werden kann. Diese Methode wurde bei den gefertigten Siliziumstrukturen angewendet und erklärt die gute Übereinstimmung der gemessenen Resonanzfrequenzen zu den Designvorgaben.

Eine Dickenvariation im Si-Wafer bewirkt theoretisch keine Änderung der Eigenfrequenz, da sowohl die Masse als auch die Federsteifigkeit in linearem Zusammenhang zur Strukturdicke stehen. Außerdem liegt die Dickenvariation bei Verwendung von kommerziellen SOI-Wafern im Bereich weniger 100 nm.

Bei der Prozessierung der MEMS-Strukturen mit deutlich unterschiedlichen Spaltgebieten vergrößern sich die technologisch bedingten Toleranzen wie z. B. Maskenunterschnitt und Flankenwinkel, vor allem für Strukturen, die von Gebieten mit großem Spaltmaß umgeben sind. Dieser Effekt wird dadurch hervorgerufen, dass beim Ätzen der Siliziumstrukturen mittels DRIE die Spaltgebiete mit kleinsten Abmessungen die längste Ätzzeit benötigen, während Gebiete mit großem Spaltmaß unter dem fortwährenden Ätzangriff



(a) Variation der Federlänge

(b) Variation der Federbreite

(c) Verhalten bei Maskenunterschnitt

(d) wie c) jedoch mit korrigierter Federbreite im Maskenlayout

Abb. 5.15: Toleranzanalyse bezüglich der Eigenfrequenz am Beispiel des 30 kHz-Resonators

leiden. Die technologiebedingte Formgebung wird durch den längeren Ätzangriff verstärkt und es stellen sich größere Abweichungen von der ideal balkenförmigen Struktur ein. Um diesen Einfluss der Technologie auf die Form der Federbänder zu verringern, können zusätzliche Kompensationselemente, wie in Abb. 5.16 beispielhaft dargestellt, an den Federbändern angebracht werden. Der somit entstandene gleichförmige Spalt um sämtliche in der Struktur befindlichen Federbänder bewirkt eine gleichmäßige und möglichst geringe technologiebedingte Formgebung.

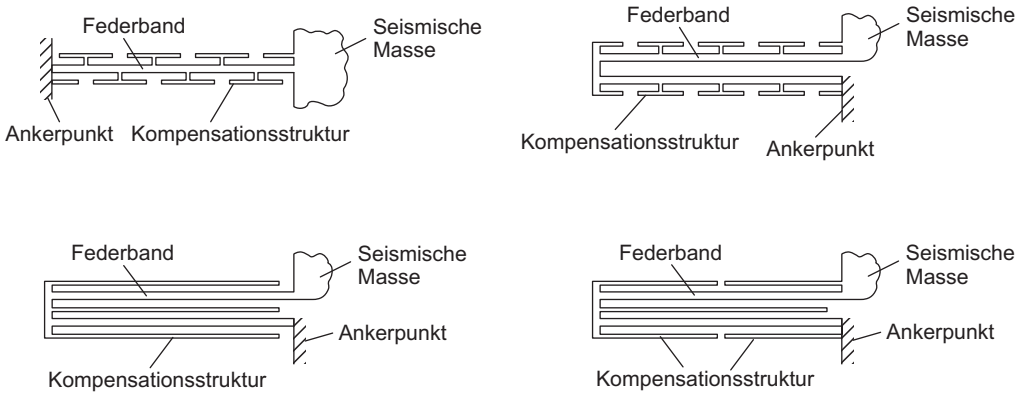
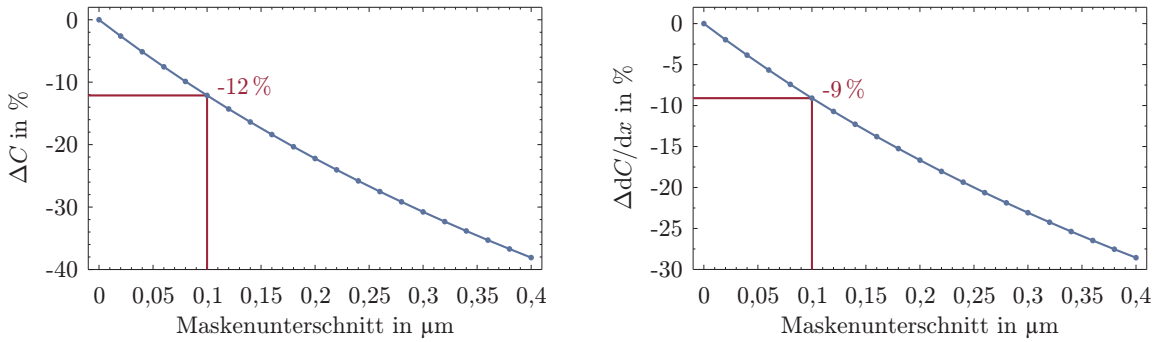


Abb. 5.16: Kompensationsstrukturen an Federn zur Verringerung technologischer Toleranzen

Betrachtet man die Auswirkungen des Maskenunterschnitts auf das elektrische Verhalten, so wird deutlich, dass sich durch die vergrößerten Elektrodenabstände sowohl die Grundkapazität als auch deren erste Ableitung nach der Relativbewegung verringern (siehe Abb. 5.17). Hier kann ebenfalls mit einem Vorhaltemaß bei der Maskenerstellung entgegengewirkt werden. Da die Elektrodenabstände von 2 µm bereits eine technologische Herausforderung für die 50 µm hohen Strukturen darstellen, ist darauf zu achten, dass die langen Mäanderstrukturen zwischen feststehenden und beweglichen Elektrodenteilen vollständig durchgeätzt werden. Aus diesem Grund wurde bei den verwendeten Sensorstrukturen auf ein Masken-Vorhaltemaß bei den Elektrodensystemen verzichtet.



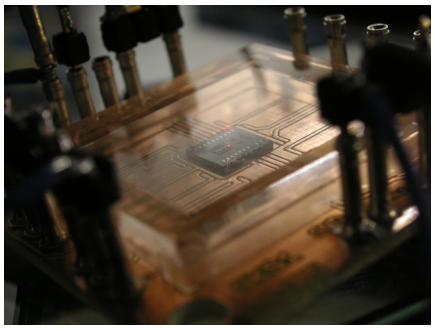
(a) Kapazitätsänderung **(b)** Einfluss auf erste Ableitung $\mathrm{d}C/\mathrm{d}x$

Abb. 5.17: Auswirkungen des Maskenunterschnitts auf die Kammelektroden zur Detektion

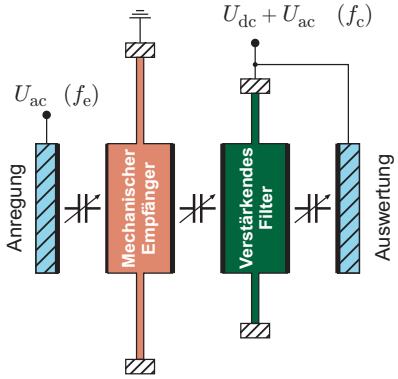
5.4 Nachweis des Funktionsprinzips

Das neuartige Funktionsprinzip wurde erfolgreich nachgewiesen. Dazu wurde ein Si-Chip auf eine Trägerplatine aufgebracht und elektrisch kontaktiert. Die Elektroden, die seismischen Massen und die elektrischen Schirmgebiete des MEMS wurden somit nach außen geführt (siehe Abb. 5.18a). Die Anregung des niederfrequenten Schwingers erfolgte elektrostatisch. Die Trägerfrequenz wurde wie in Abb. 5.18b dargestellt an den Resonator angeschlossen. Die Detektion der Bewegung erfolgte optisch mit dem Laser-Doppler-Vibrometer. In Abb. 5.18c und Abb. 5.18d sind die Ergebnisse der ersten Messung mit einem Oszilloskop dargestellt. Im Zeitbereich ist das amplitudenmodulierte Signal erkennbar, das die mechanische Bewegung des MEMS verdeutlicht. Nach einer FFT direkt im Oszilloskop werden die Signalanteile der Seitenbänder und des Trägers sichtbar.

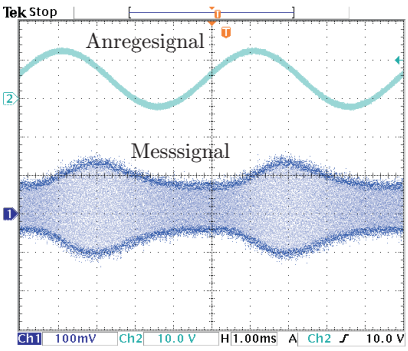
Das untere Seitenband zeigt eine ausgeprägte Verstärkung gegenüber dem Träger und dem oberen Seitenband. Durch die differenzielle Anordnung der Koppelelektroden dürfte laut Theorie aus Abschn. 4.4.3 der Resonator nicht auf der Trägerfrequenz angeregt



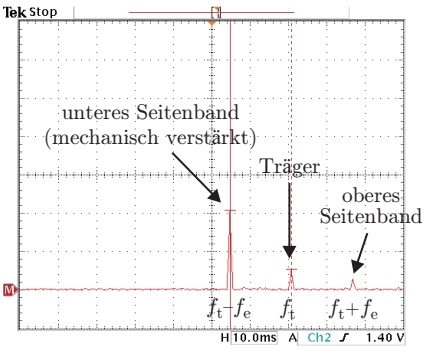
(a) Si-Chip auf Trägerplatine



(b) Anschlussschema



(c) Zeitsignal



(d) FFT mit Oszilloskop

Abb. 5.18: Nachweis des Funktionsprinzips mit dem Laser-Doppler-Vibrometer

werden und das Spektrum müsste theoretisch dem Graphen in Abb. 5.19 entsprechen. In den Messungen zeichnet sich dennoch ein Signalanteil auf der Trägerfrequenz ab. Einen Grund dafür liefert bei diesem Aufbau die Einspeisung der Trägerfrequenz an der seismischen Masse des Resonators. Durch die Kraftwirkung an den Detektionselektroden kommt es zu einer direkten Anregung der MEMS-Struktur auf der Trägerfrequenz. Für die weiteren Messungen wurde daher die Trägerfrequenz an der seismischen Masse des Breitbandschwingers eingespeist.

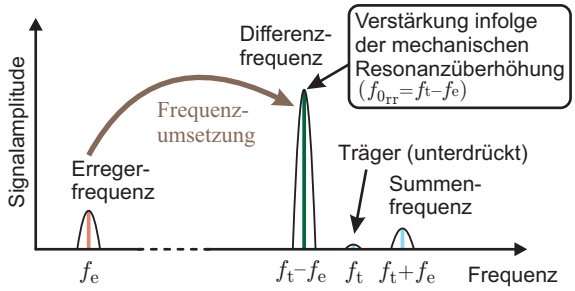


Abb. 5.19: Frequenzspektrum nach der Transformation bei Verwendung von differenziellen Koppelelektroden

Kapitel 6

6 Analoge Elektronik zur Signalgewinnung

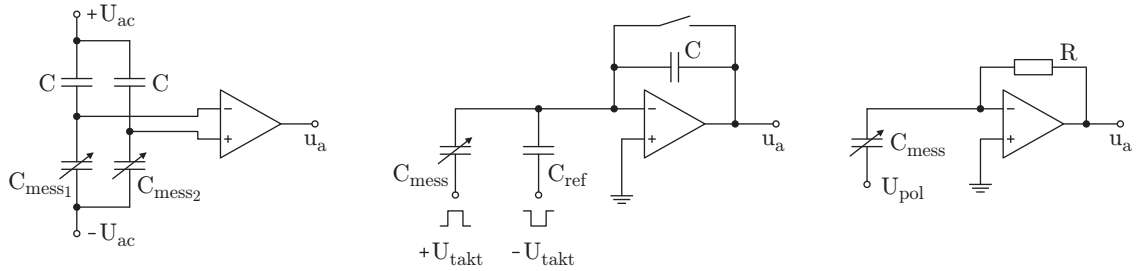
Die Elektronik für das FCOS beschränkt sich nicht nur auf die reine Wandlung der mechanischen Bewegung in eine elektrische Ausgangsgröße, sondern umfasst zusätzlich die Demodulation und Gleichrichtung der Ausgangssignale. Dazu wird eine analoge Elektronik vorgestellt, die zur Untersuchung der MEMS im Labor geeignet ist. Die Möglichkeit, unterschiedliche Si-Chips auf einer einheitlichen Platine sowohl mit elektrostatischer als auch mit mechanischer Anregung zu testen, steht dabei im Vordergrund.

6.1 Aufbau der analogen Elektronik

Die kapazitive Auswertung kann auf unterschiedliche Art und Weise erfolgen. Die folgenden Varianten sind Beispiele, um die geringen Kapazitätsänderungen zu erfassen:

- Kapazitive Brückenschaltung,
- Switched-Capacitor-Schaltung oder
- Strom-Spannungswandlung mittels Transimpedanzverstärker.

Diese Schaltungsvarianten sind in Abb. 6.1 stark vereinfacht dargestellt.



(a) Kapazitive Vollbrücke **(b)** Switched-Capacitor **(c)** Transimpedanzverstärker

Abb. 6.1: Vereinfachte Schaltungen für unterschiedliche Varianten der kapazitiven Auswertung

Eine gute Übersicht zu den kapazitiven Auswerte-Schaltungen für Mikro-Beschleunigungssensoren liefert der Artikel von *Yazdi et al.* [YKN04]. Bei den in oberflächennaher Mikromechanik hergestellten Strukturen erweisen sich die meisten der genannten Verfahren aufgrund der relativen hohen parasitären Kapazitäten im Vergleich zur sehr geringen Kapazitätsänderung als problematisch. Sehr gut geeignet, zumindest für dynamische Messungen, ist die Auswertung der Umladeströme mittels Transimpedanzverstärker. Der Schaltungsaufwand ist hierbei minimal.

Im Blockdiagramm in Abb. 6.2 sind die Aufgaben der Elektronik für das FCOS zusammengefasst. Die Umladeströme der differenziell aufgebauten Detektionselektroden werden als erstes in eine Spannung gewandelt. Danach erfolgt eine Addition der beiden Kanäle mit einem Differenzverstärker. Anschließend wird das Signal gefiltert und demoduliert. Zum Schluss erfolgt eine Gleichrichtung, um das Ausgangssignal zu erhalten. Der Wert der Ausgangsspannung ist proportional zur Amplitude der Beschleunigung der niederfrequenten Erregung. Die Frequenz ergibt sich, wie in Abschn. 3.4 erläutert, aus der Differenz von Träger- und Zwischenfrequenz, wobei die Zwischenfrequenz die bekannte Eigenfrequenz des Resonators ist.

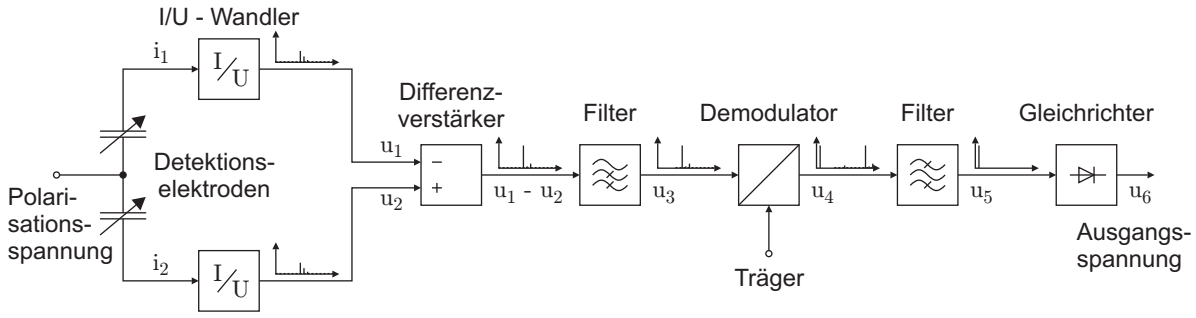


Abb. 6.2: Blockdiagramm der analogen Elektronik zur Auswertung der Sensorausgangssignale

6.1.1 Elektrostatische Anregung

Die elektrostatische Anregung des Breitbandschwingers erfolgt sinusförmig unterhalb seiner ersten Eigenfrequenz. In diesem Frequenzbereich folgt die seismische Masse direkt der aufgeprägten Kraft. Die Erzeugung elektrostatischer Kräfte ist auf lediglich anziehende Wirkung beschränkt, d. h. es können keine abstoßenden Kräfte generiert werden. Unter diesem Aspekt würde die Nutzung von nur einer Elektrode zur elektrostatischen Anregung dazu führen, dass die seismische Masse nur in eine Richtung aus ihrer Ruhelage ausgelenkt wird.

Um das „durchschwingen“ wie bei einer mechanischen Anregung zu erzeugen, muss demnach entweder das Anregungssignal nach einer Halbwelle ausgetastet oder die Kräfte müssen mit wenigstens zwei Elektroden (rechts und links der seismischen Masse) erzeugt werden. Letzteres lässt sich einfach realisieren und ist zudem aufgrund der Symmetrie sehr gut für die Emulation einer niederfrequenten mechanischen Schwingung geeignet.

Die verwendete Schaltung zur Anregung mit mindestens zwei Elektroden ist in Abb. 6.3 dargestellt. Dazu wird jeweils die gegensinnige Halbwelle der Anregung über die entsprechende Diode ausgetastet. Der Widerstand sorgt dafür, dass die Restladungen von der Elektrode abfließen können.

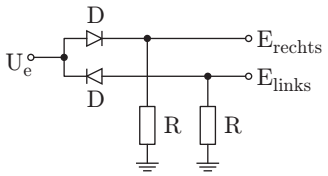


Abb. 6.3: Symmetrische Anregung des Breitbandschwingers unterhalb f_0

6.1.2 Strom-Spannungs-Wandlung

Die Schaltung zur kapazitiven Detektion ist in Abb. 6.4 dargestellt. An den Detektionselektroden bewirkt die relative Bewegung des Resonators gegenüber dem Rahmen eine Kapazitätsänderung. Durch die differenziell aufgebauten und geteilten Elektroden kommt es auf der einen Seite zu einem Anstieg der Kapazität, während sich an der gegenüberliegenden Seite die Kapazität verringert. Damit die Ladung

$$Q = (U_{\mathrm{rr}} - U_{\mathrm{d}}) \cdot C \tag{6.1}$$

der Kapazitäten erhalten bleibt, entstehen an den jeweiligen Elektroden zwei um 180° phasenverschobene Umladeströme, die proportional zur niederfrequenten Erregerbeschleunigung sind. Die Umladeströme, für die linke und rechte Seite der Detektionselektrode, werden mit zwei getrennten Transimpedanzverstärkern in eine äquivalente Spannung gewandelt und anschließend in einem Instrumentationsverstärker zusammengeführt. Durch dessen hohe Gleichtaktunterdrückung werden die störenden Anteile, z. B. der kapazitiv übergekoppelten Trägerfrequenz, minimiert. Der Leitungswiderstand ist mit $\mathrm{R_L}$ und die parasitäre Kapazität mit $\mathrm{C_p}$ gekennzeichnet.

Für den Transimpedanzverstärker wird der AD8066 von *Analog Devices* eingesetzt. Dieser rauscharme Zweifach-Operationsverstärker (Dual-OPV) ist mit JFET-Eingängen ausge-

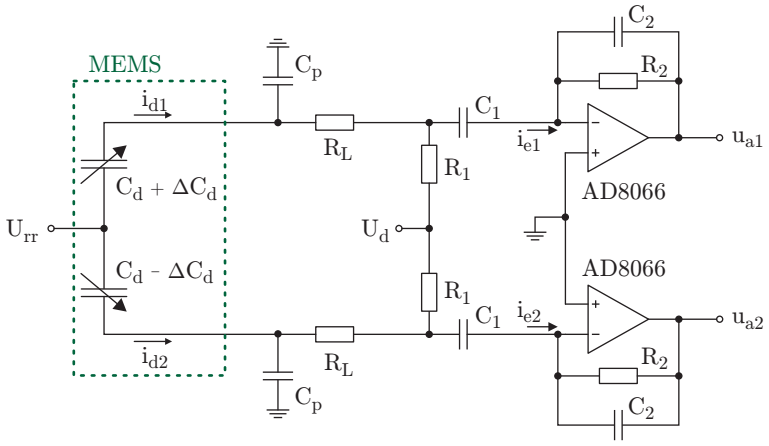


Abb. 6.4: Strom-Spannungs-Wandlung mit JFET-OPV AD8066

stattet und hat dadurch einen sehr großen Eingangswiderstand. Die Ausgangsspannung am OPV ist durch

$$u_a = R_2 \cdot i_e \tag{6.2}$$

gegeben. Der Widerstand R_2 in der Rückkopplung liegt im MΩ-Bereich und beträgt in der vorliegenden Schaltung 2,2 MΩ. Die parallel dazu angeordnete Kapazität unterdrückt die Schwingneigung des OPVs und wirkt zusammen mit dem Widerstand frequenzbegrenzend. Für die Tiefpass-Grenzfrequenz gilt

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}\,. \tag{6.3}$$

Um die nicht bewegten Elemente der Detektionselektroden der mikromechanischen Struktur auf ein bestimmtes Potenzial zu legen, wird außerdem ein Eingangs-RC-Netzwerk am OPV verwendet. Durch das passive Hochpass-Filter mit der Grenzfrequenz

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{6.4}$$

ist der negative Eingang des OPVs gleichspannungsmäßig entkoppelt und liegt virtuell auf dem Potenzial des positiven Eingangs. Mit dieser Schaltung kann der OPV sowohl mit einer symmetrischen als auch mit einer asymmetrischen Versorgungsspannung betrieben werden. Das Potenzial an den Detektionselektroden des MEMS ist beliebig einstellbar.

Insgesamt zeigt diese Schaltung ein Bandpassverhalten, das unabhängig von der Grundkapazität der Detektionselektroden und den parasitären Kapazitäten ist. Die untere Grenzfrequenz wird durch R_1C_1 definiert, die obere durch R_2C_2 im Rückkoppelzweig des OPVs festgelegt.

Der Dual-OPV ermöglicht den Aufbau zwei identischer Kanäle zur Strom-Spannungs-Wandlung. Die beiden 180° phasenverschobenen Ausgangsspannungen werden einem „echten“ Differenzverstärker, einem sogenannten Instrumentationsverstärker (z. B. INA141 oder der pin-gleiche INA126 von *Texas Instruments*), zugeführt und in Abhängigkeit des verwendeten ICs verstärkt. Am Ausgang des Instrumentationsverstärkers stellt sich die folgende Spannung ein:

$$u_{\mathrm{inamp}} = V_{\mathrm{inamp}} \left(u_{\mathrm{a2}} - u_{\mathrm{a1}} \right) \tag{6.5}$$

$$= V_{\mathrm{inamp}} \left(R_2 \cdot i_{\mathrm{e2}} - R_2 \cdot i_{\mathrm{e1}} \right) . \tag{6.6}$$

Mit

$$i = \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} = U_{\mathrm{pol}} \frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}x} \cdot \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} \tag{6.7}$$

erhält man

$$u_{\mathrm{inamp}} = 2 V_{\mathrm{inamp}} \, R_2 \, U_{\mathrm{pol}} \, C_{x,\mathrm{d}} \, \dot{x} \, . \tag{6.8}$$

Die Polarisationsspannung U_{pol} ergibt sich aus dem Potenzialunterschied zwischen den Potenzialen an den feststehenden Elementen und der bewegten seismischen Masse.

Durch einen aktiven Hochpass vierter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_{\mathrm{g}} = 20\,\mathrm{kHz}$ werden die niederfrequenten Signalanteile, wie z. B. das Übersprechen der elektrostatischen Anregung bei Systemtest, herausgefiltert und das Nutzsignal noch einmal verstärkt. Zur Vereinfachung werden nachfolgend die einzelnen konstanten Verstärkungsfaktoren der analogen Elektronik mit V_{ae} zusammengefasst. Das Signal auf der Eigenfrequenz des Resonators bzw. auf der Zwischenfrequenz ist damit

$$\hat{u} = V_{\mathrm{ae}} \, U_{\mathrm{pol}} \, C_{x,\mathrm{d}} \, \hat{x}_{\mathrm{rr}} \, \omega_{0_{\mathrm{rr}}} \, . \tag{6.9}$$

6.1.3 Demodulation

Die Amplitude des Ausgangssignals auf der Zwischenfrequenz kann nach erfolgter Strom-Spannungs-Wandlung z. B. mit einem Lock-In-Verstärker (phasenempfindlicher Gleichrichter) ermittelt werden. Der diskrete Aufbau ist jedoch relativ aufwendig, da ein weiteres Referenzsignal und mehrere Multiplikationen notwendig sind [SMR+05].

Der Aufwand der analogen Schaltung lässt sich mit einer Demodulation durch erneute Multiplikation mit dem bereits vorhandenen Trägersignal deutlich reduzieren. Hierfür

wird lediglich ein einziger analoger Multiplikator-Schaltkreis wie z. B. der AD633 verwendet. Durch die Multiplikation wird die Information von der Zwischenfrequenz zurück in das Basisband transformiert. Die Phasenbeziehung zwischen den multiplikativ verknüpften Signalen ist konstant. Durch diese starre Phase treten keine Pegelschwankungen auf, die zu einem verfälschten Messsignal führen würden.

Für den Fall, dass das Ausgangssignal digital weiter verarbeitet wird (z. B. mit einem Mikrocontroller), besteht die Möglichkeit, mittels einer gezielten Unterabtastung bei der Analog-Digital-Wandlung das Signal ebenfalls zu demodulieren [Blu06]. Diese Variante kann in einer Weiterentwicklung des Messsystems integriert werden. Voraussetzung dafür ist eine variable Abtast-Frequenz des A/D-Wandlers, die z. B. auf die Trägerfrequenz eingestellt wird. Dazu würde sich ein A/D-Wandler nach dem Delta-Sigma-Prinzip eignen.

6.1.4 Gleichrichtung

Nachdem das Ausgangssignal zurück in das Basisband demoduliert ist, werden die Mischprodukte im höheren Frequenzbereich mit einem aktiven Tiefpass vierter Ordnung und einer Grenzfrequenz von $f_g = 3\,\text{kHz}$ gefiltert. Die Gleichrichtung erfolgt anschließend mit einem Präzisionsgleichrichter nach [TS02]. Die Schaltung ist in Abb. 6.5 dargestellt. Bei der praktischen Realisierung der Schaltung stellte sich heraus, dass für die Dioden D weder Standard-, noch Schottky-Dioden geeignet sind. Als Alternative wurden mit Erfolg schnelle Schaltdioden (z. B. PMLL 4448) eingesetzt.

Die Verhältnisse der eingesetzten Widerstände können Abb. 6.5 entnommen werden. Der größere Widerstandswert in der Rückkopplung des zweiten OPVs bewirkt eine zusätzliche Verstärkung der gleichgerichteten Spannung. Für das IC wird ein Dual-OPV (z. B. OPA2134 oder AD8066) verwendet.

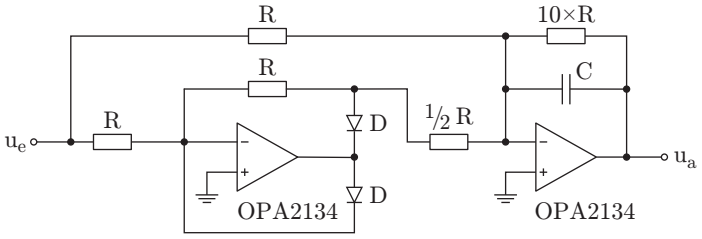


Abb. 6.5: Präzisionsgleichrichter

6.2 Simulation

Die Simulation der Schaltung erfolgte mit einem Spice-Netzwerkmodell in der Softwareumgebung *MicroSim DesignLab*. Hierzu wurden als erstes die einzelnen Schaltungselemente (I/U-Wandlung, Filter, Demodulation, Gleichrichtung) entwickelt und untersucht. Danach folgte die Simulation der kompletten Analogschaltung zusammen mit dem MEMS-Element.

Für den mikromechanischen Teil werden die Differenzialgleichungen der Feder-Masse-Dämpfer-Systeme analog mit diskreten Blöcken abgebildet [Meh00]. Der elektromechanische Wandlereffekt wird mit „YX-Referenzblöcken“ modelliert, die, abhängig von einer Auslenkung am Eingang, einen Strom am Ausgang liefern. In Abb. 6.6 ist ein Ausschnitt aus der *Schematics*-Datei dargestellt. Sie zeigt das Modell des Resonators und die elektromechanische Wandlung der Resonator-Auslenkung in einen Umladestrom. Das vollständige Spice-Modell sowie die Simulationsergebnisse einiger ausgewählter Referenzpunkte befinden sich in Anhang C.

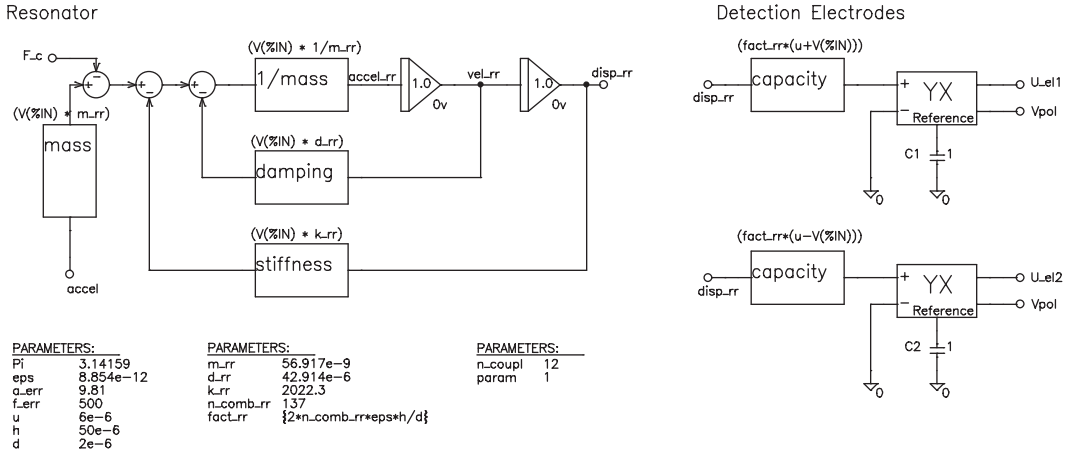


Abb. 6.6: Ausschnitt aus dem *PSpice*-Modell für das MEMS-System mit analoger Elektronik

Für die Simulation der Schaltung mit ausgewählten elektronischen Bauelementen ist das Netzwerkmodell hervorragend geeignet. Um weitere Untersuchungen am Gesamtsystem durchzuführen, wie z. B. die Auswirkungen verschiedener Demodulationsverfahren, wurde auf den Systemsimulator *Simulink* zurückgegriffen. Mit diesem Werkzeug wird das physikalische Modell des Sensor-Aktuator-Systems zusammen mit der äußeren Beschaltung abgebildet. In Verbindung mit *Matlab* wird das Simulationsmodell skriptbasiert mit unterschiedlichen Parametern ausgeführt und die Ergebnisse direkt mathematisch ausgewertet. Somit können zum Beispiel auch die Auswirkungen unterschiedlicher Werte der Spannungen für U_{dc} und U_{ac} auf das Verhalten des MEMS und auf das Ausgangssignal untersucht werden.

In Abb. 6.7 ist ein Ausschnitt aus dem *Simulink*-Modell zur Detektion der Umladeströme und zur Demodulation des Sensor-Ausgangssignals mit unterschiedlichen Verfahren dargestellt. Für diese Analyse wird die Erregerfrequenz f_e der Beschleunigung mit der Amplitude a_e variiert und gleichzeitig die Trägerfrequenz f_t nachgestellt, sodass die Zwischenfrequenz stets auf die Eigenfrequenz des Resonators fällt. Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 6.8 dargestellt, wobei die Ausgangsspannung auf den Wert bei $f_e = 500\,\text{Hz}$, die Mitte des angestrebten Frequenzbereichs, normiert wurde.

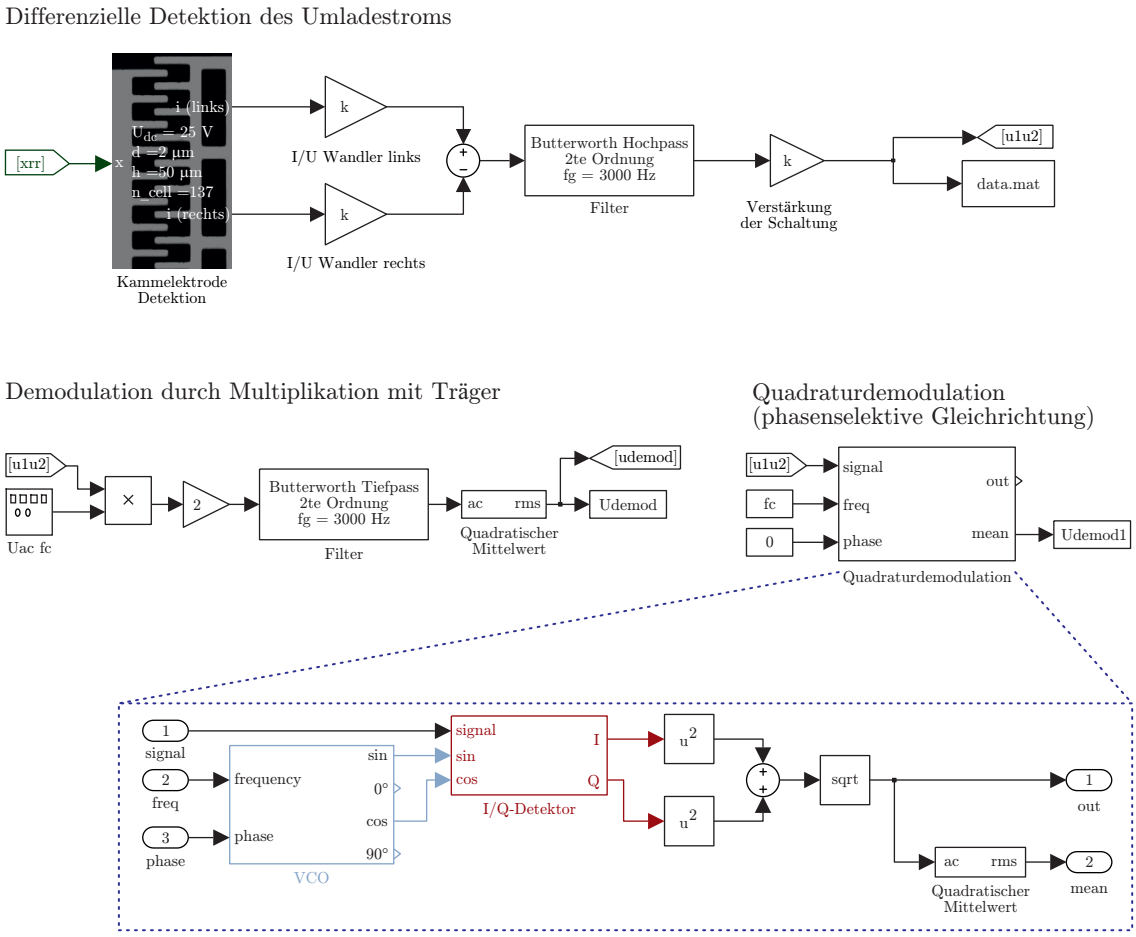


Abb. 6.7: Ausschnitt aus dem *Simulink*-Modell zur Detektion der Umladeströme mit unterschiedlichen Varianten der Demodulation

Aus den Simulationsdaten in Abb. 6.8 wird deutlich, dass die phasenempfindliche Gleichrichtung durch Quadraturdemodulation des Signals auf der Zwischenfrequenz, bei im Vergleich größtem schaltungstechnischen Aufwand, ein über die Erregerfrequenz nahezu konstantes Ausgangssignal liefert. Die Bildung des quadratischen Mittelwerts erfolgt hier mit einem Tiefpass vierter Ordnung und einer Eckfrequenz von $f_g = 10\,\text{Hz}$. Bei der Quadraturdemodulation auf der Trägerfrequenz wird ein Anstieg des demodulierten Signals zu niedrigen Frequenzen hin beobachtet. Dieses Verhalten wird dadurch bewirkt, dass das obere Seitenband, die sogenannte Spiegelfrequenz, ebenfalls demoduliert und in das

Basisband gemischt wird. Durch die Bandbreite des Resonators steigt bei kleiner werdenden Erregerfrequenzen der Verstärkungsfaktor auf dem oberen Seitenband und somit auch das demodulierte Ausgangssignal. Diese Art der Demodulation führt ohne Unterdrückung der Spiegelfrequenz zu einer Nichtlinearität des Sensors. Bei der direkten Multiplikation des Sensorsignals mit dem Träger ist dieses Verhalten am deutlichsten ausgeprägt. Der schaltungstechnische Aufwand ist jedoch sehr gering.

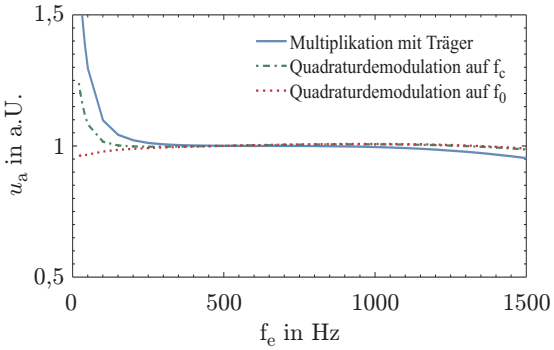
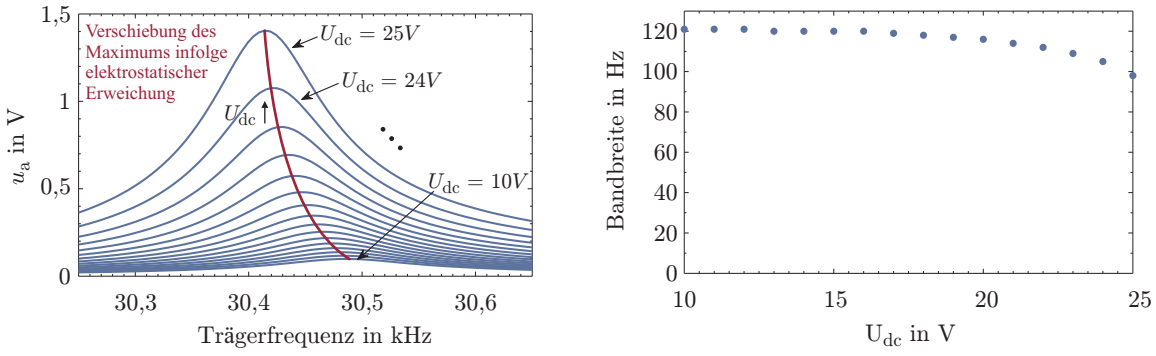


Abb. 6.8: Vergleich unterschiedlicher Varianten der Demodulation

In einer anderen Analyse wurde mit einem „Scan“ bzw. durch Wobbeln der Trägerfrequenz die tatsächliche Bandbreite des FCOS ermittelt. Dabei konnte, wie auch später bei realen Messungen nachgewiesen wird (Abschn. 6.4), ein Einfluss der Polarisationsspannung U_{dc} zwischen den Koppelelektroden auf die Bandbreite festgestellt werden. Demnach verringert sich die Bandbreite des MEMS-Sensors mit zunehmender Polarisationsspannung. Dieser Effekt wird auf die geschlossene Schleife des Sensor-Aktuator-Systems zurückgeführt, die sich durch die Rückkopplung der Resonator-Auslenkung auf die Koppelkraft ergibt. Die Mitkopplung bewirkt eine Entdämpfung des Systems, vergleichbar mit der Wirkung einer unterkritischen positiven Rückkopplung von Schwingkreisen, wie sie z. B. bei einem Rückkopplungsaudion auftritt.



(a) Scan der Trägerfrequenz **(b)** Entdämpfung durch U_{dc}

Abb. 6.9: Einfluss der Polarisationsspannung zwischen den Koppelelektroden auf das System-Verhalten

Die Grafiken in Abb. 6.9 zeigen Simulations-Ergebnisse mit einer Anregung von $10\,\mathrm{m\,s^{-2}}$ und 500 Hz. Dabei wurde schrittweise die Polarisationsspannung U_{dc} von 10 V auf 25 V erhöht. Die AC-Koppelspannung wurde konstant gehalten. Durch die DC-Koppelspannung kommt es zu einer elektrostatischen Erweichung, wodurch sich die Eigenfrequenz des Resonators und somit die Zwischenfrequenz verringert. Der Effekt der scheinbaren Entdämpfung des Systems mit zunehmender DC-Koppelspannung ist in Abb. 6.9b dargestellt.

6.3 Messsystem

Das Messsystem besteht aus einer Grundplatine mit der analogen Elektronik, einem Chipträger mit dem Siliziumchip, einer Datenerfassungskarte von *National Instruments* und einem Rechner. Die Datenerfassungskarte dient der Erzeugung von Träger- und Anregungssignal und wird gleichzeitig zur Digitalisierung der Sensorausgangssignale verwendet. Mit dem Rechner wird die Datenerfassungskarte angesprochen und die Ergebnisse ausgewertet. Weitere Details zum Messsystem werden im Anhang D beschrieben.

Diese universelle Lösung ermöglicht die Untersuchung unterschiedlicher Siliziumchips mit mechanischer oder elektrostatischer Anregung. Für beide Szenarien wird das Anregungssignal von der Datenerfassungskarte geliefert. Der Versuchsstand mit mechanischer Erregung ist in Abb. 6.10 dargestellt.

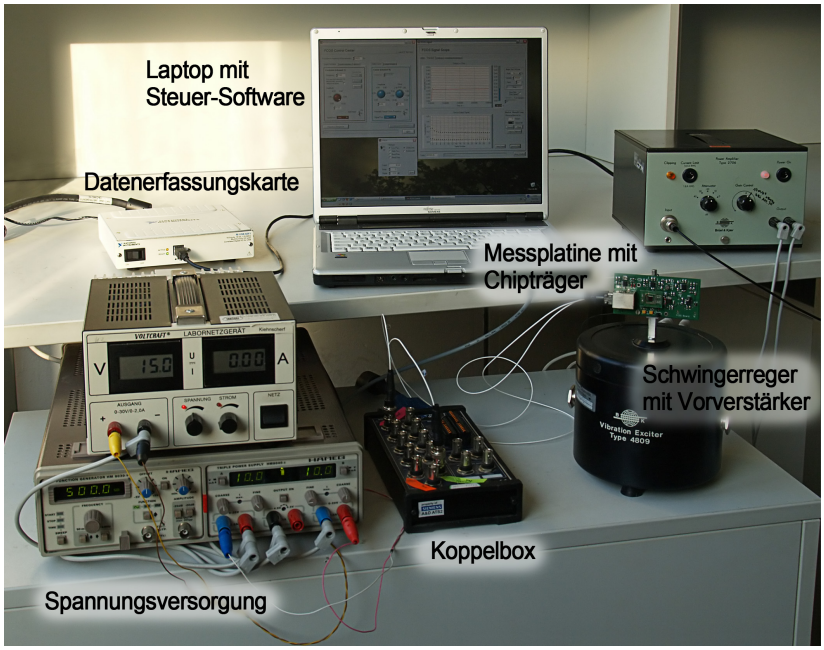


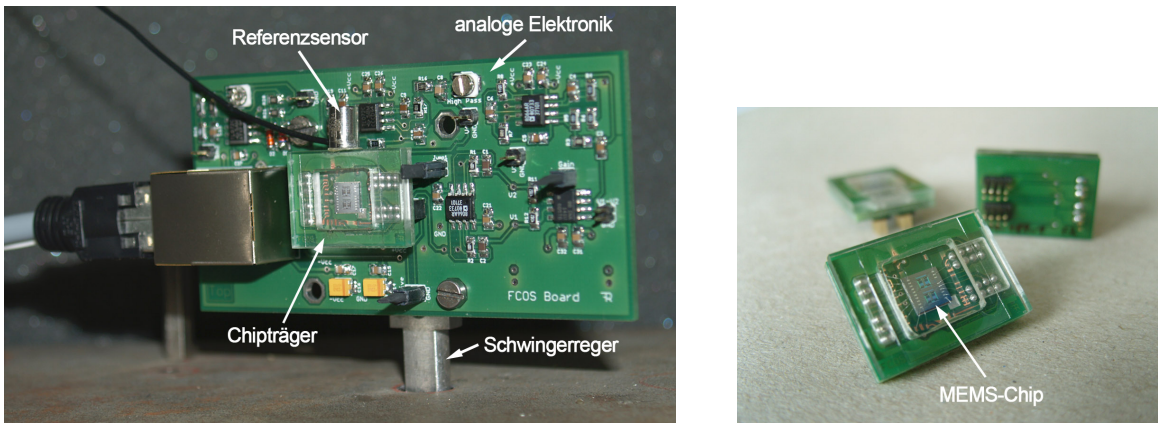
Abb. 6.10: Versuchsstand mit mechanischer Erregung

Die analoge Elektronik liefert ein gleichgerichtetes Ausgangssignal, das ein Maß für den Betrag der Beschleunigung ist. Die Frequenz der Erregung ergibt sich durch die Beziehung zwischen der Trägerfrequenz f_t und der Eigenfrequenz f_{0_rr} des Resonators:

$$f_\mathrm{e} = f_\mathrm{t} - f_{0_\mathrm{rr}} \,. \tag{6.10}$$

Die Sensitivität des Sensors kann mit Hilfe der Polarisationsspannung an den Elektroden zur Detektion und zwischen den Koppelelektroden eingestellt werden. Vor allem bei letzterem ist zu beachten, dass sich die Resonanzfrequenz aufgrund der elektrostatischen Erweichung verschiebt. Eine weitere Möglichkeit zum Einstellen der Sensitivität ist durch die Amplitude der AC-Koppelspannung gegeben.

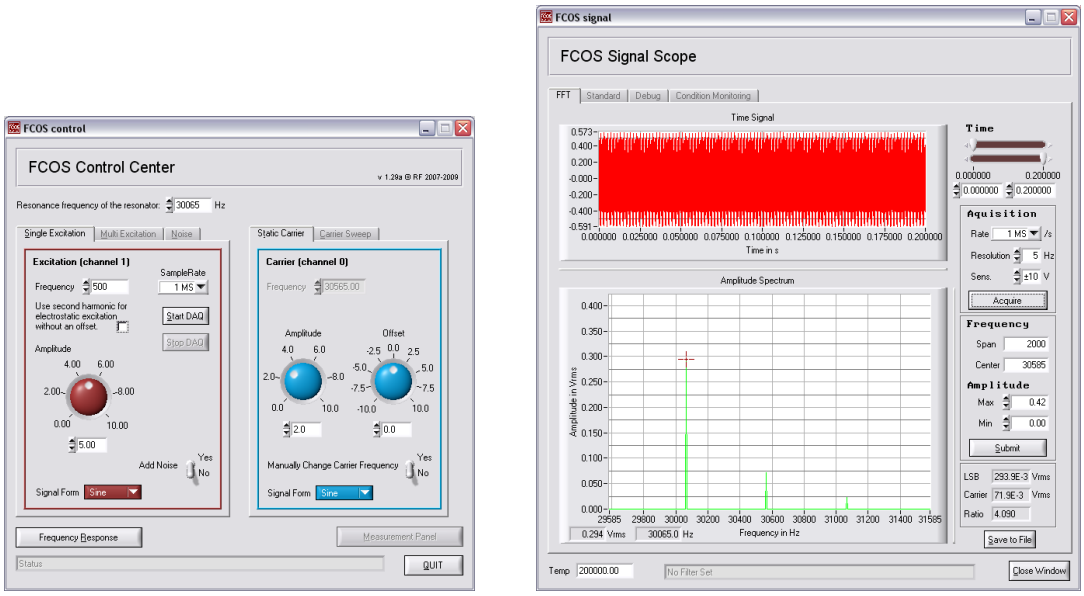
Die Fotos in Abb. 6.11 zeigen die auf den Schwingerreger montierte Grundplatine mit Chipträger und weitere einzelne Chipträger. Über Steckverbinder können die Trägerplatinen mit unterschiedlichen Si-Chips auf die Grundplatine montiert werden. Jeder Si-Chip verfügt über zwei komplette MEMS Sensor-Aktuator-Systeme mit unterschiedlichen Koppelelektroden, die durch Umstecken des Chipträgers aktiviert werden.



(a) **(b)**

Abb. 6.11: Grundplatine mit analoger Elektronik *a)* auf einen Schwingerreger montiert und *b)* einzelne Chipträger

Die Software *FCOS Control* wurde mit *LabWindows CVI* von *National Instruments* programmiert (Abb. 6.12). Unter Vorgabe der Eigenfrequenz des Resonators wird die Trägerfrequenz entsprechend der zu messenden charakteristischen Frequenzlinie eingestellt. Ist die exakte Eigenfrequenz des MEMS nicht bekannt, kann sie mit einer definierten elektrostatischen Erregung und einem Scan der Trägerfrequenz ermittelt werden. Die Software bietet unter anderem eine Echtzeit-FFT oder die Aufnahme des Sensor-Ausgangssignals mit automatischer Variation von Erregerfrequenz und -amplitude. Weiterhin kann sie zur zeitlichen Beobachtung der Schwingstärke auf mehreren Frequenzlinien eingesetzt werden.



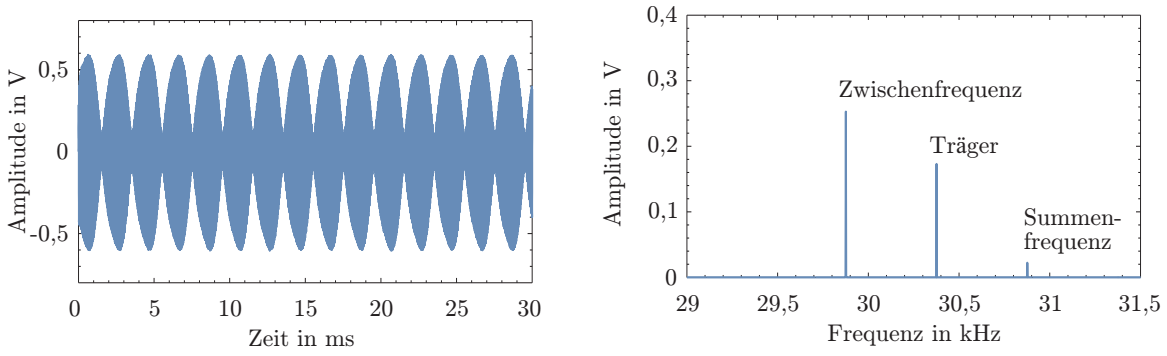
(a) FCOS Control Center

(b) FCOS Signal Scope im „Realtime FFT“-Modus

Abb. 6.12: Graphische Oberfläche der entwickelten Software

6.4 Messergebnisse

Die folgenden Messergebnisse stammen von Messungen mit dem beschriebenen Messsystem. Das Sensorsignal kann in der Schaltung an verschiedenen Punkten abgegriffen werden. Die Graphen in Abb. 6.13 zeigen das aufgenommene Zeitsignal und den Spektralbereich um die Zwischenfrequenz am Ausgang des Instrumentationsverstärkers nach erfolgter I/U-Wandlung. Das Spektrum wurde durch eine Fourier-Transformation ermittelt. Für diesen Versuch wurde der Sensor mechanisch mit einer Beschleunigung von $5\,\mathrm{m\,s^{-2}}$ und einer Frequenz von 500 Hz angeregt. Im Spektrum ist eine deutliche Überhöhung auf der Zwischenfrequenz zu sehen.



(a) Zeitbereich

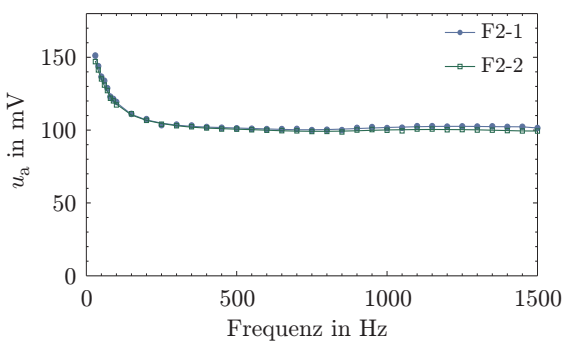
(b) Frequenzbereich

Abb. 6.13: Ausgangssignal nach I/U-Wandlung für eine mechanische Anregung mit $5\,\mathrm{m\,s^{-2}}$

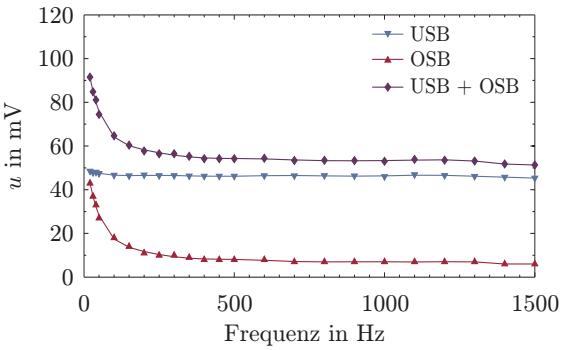
Auf der Trägerfrequenz ist ebenfalls ein Signalanteil sichtbar. Dieser entsteht vor allem durch elektrisches Übersprechen im MEMS und in der Schaltung. Während für unterschiedliche mechanische Beschleunigungswerte die Signalanteile auf der Zwischenfrequenz und auf der Summenfrequenz variieren, bleibt der Signalanteil auf der Trägerfrequenz konstant.

In Abb. 6.14a sind die Frequenzgänge der Sensor-Systeme F2-1 und F2-2 dargestellt. Beide Systeme befinden sich auf einem Silizium-Chip. F2-1 ist die Variante mit der linear variierten und F2-2 die Variante mit der geraden und nicht überlappenden Koppelelektrode. Die Anregung erfolgte mechanisch mit einer Beschleunigung von $5\,\mathrm{m\,s^{-2}}$, die mit Hilfe eines Referenzsensors eingestellt wurde. Bei einer konstanten DC-Koppelspannung von $U_{\mathrm{dc}} = 15\,\mathrm{V}$ wurde die AC-Koppelspannung U_{ac} so eingestellt, dass die Sensitivität der Sensor-Systeme $20\,\mathrm{mV/m\,s^{-2}}$ beträgt. Im Frequenzgang ist ein deutlicher Anstieg der Amplitude bei niedrigen Frequenzen zu sehen. Der Grund dafür ist die Art und Weise der Demodulation. Durch die analoge Multiplikation mit dem Träger wird zusätzlich zur Zwischenfrequenz (unteres Seitenband) auch die Spiegelfrequenz in das Basisband demoduliert. Bei niedrigen Frequenzen fällt die Spiegelfrequenz in die Bandbreite des Resonators und wird ebenfalls verstärkt. Dadurch entsteht der Anstieg der demodulierten Ausgangsspannung bei niedrigen Frequenzen.

Deutlich wird dies, wenn, wie in Abb. 6.14b dargestellt, die Amplituden der einzelnen Frequenzlinien im Spektrum direkt nach der I/U-Wandlung betrachtet werden. Die Linearität des Sensorsystems wird durch den Amplitudengang der Spiegelfrequenz beeinflusst. Ein steiles Filter zur Vorselektion und Abtrennung der Spiegelfrequenz würde diesen Einfluss stark verringern. In der vorliegenden Elektronik wurde dieses Filter noch nicht integriert.

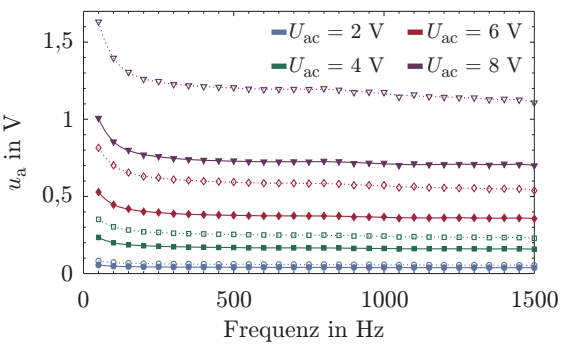


(a) Demodulierte Ausgangsspannung der Elektronik



(b) Spannung direkt nach der I/U-Wandlung und FFT

Abb. 6.14: Frequenzgang des Sensorsystems bei mechanischer Anregung mit $5\,\mathrm{m\,s^{-2}}$



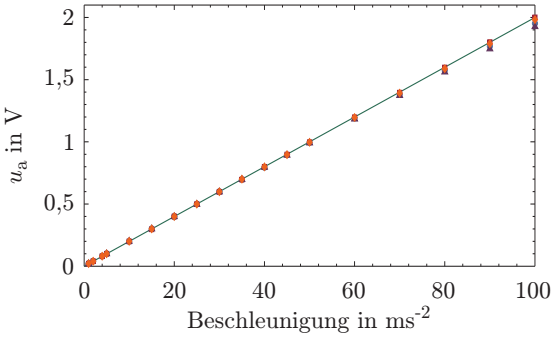
Chip	Sensitivität
F2-2	120,6 mV/ms^{-2}
F2-1	73,1 mV/ms^{-2}
F2-2	59,4 mV/ms^{-2}
F2-1	37,8 mV/ms^{-2}
F2-2	25,4 mV/ms^{-2}
F2-1	16,9 mV/ms^{-2}
F2-2	6,0 mV/ms^{-2}
F2-1	4,1 mV/ms^{-2}

Abb. 6.15: Vergleich der Sensoren mit unterschiedlichen Koppelelektroden bei mechanischer Anregung mit 10 m s^{-2}

Die Graphen in Abb. 6.15 zeigen den Frequenzgang der beiden Sensor-Systeme für verschiedene AC-Koppelspannungen. Die DC-Koppelspannung wurde auf $U_{dc} = 17\,V$ eingestellt. Die Sensor-Systeme wurden mechanisch mit einer Beschleunigung von 10 m s^{-2} angeregt. Die Regelung auf eine konstante Beschleunigung erfolgte mit einem Referenzsensor und *SpecView*. Durch die nicht überlappenden Koppelelektroden zeigt Chip F2-2 bei gleicher Polarisationsspannung eine höhere Sensitivität. Gleichzeitig ist der größere Einfluss auf die elektrostatische Erweichung erkennbar, d. h. mit steigender Frequenz sinkt die Amplitude der Ausgangsspannung, vor allem oberhalb von 1 kHz.

In Abb. 6.16 ist die Kennlinie der Ausgangsspannung über die Erregerbeschleunigung dargestellt. Die Sensitivität des FCOS wurde auf 20 mV/m s^{-2} eingestellt. Die dazugehörigen Werte für die Koppelspannungen und die verwendete Signalform für den Träger können ebenfalls der Abbildung entnommen werden. Bis zu einer mechanischen Erregung von ca. 65 m s^{-2} bleibt der Linearitätsfehler bei allen Kennlinien unterhalb 1 %. Bei 100 m s^{-2} ist die Abweichung maximal 3,7 %.

Der Linearitätsfehler ist bei Chip F2-2 größer als bei Chip F2-1. Der Grund dafür kommt durch die verwendete Koppelelektrode und ihren Eigenschaften. Bei größeren Auslenkun-



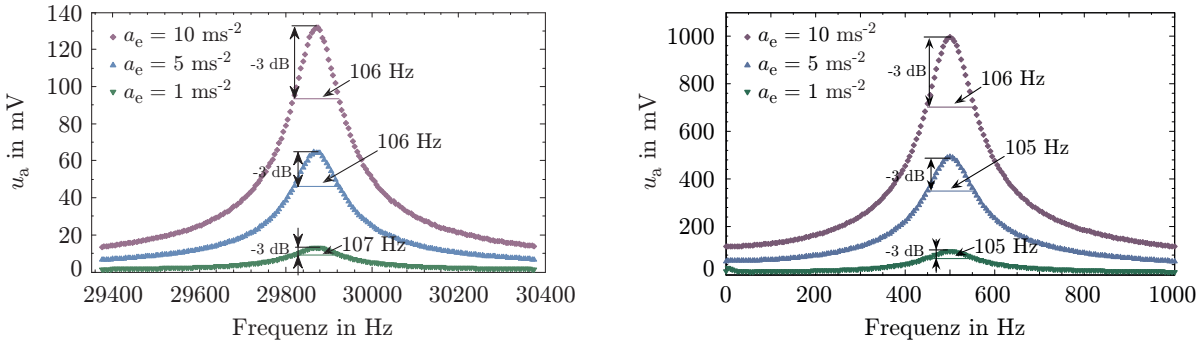
Chip	U_{dc} in V	U_{ac} in V	Signalform	Linearitätsfehler bei 100 ms^{-2} in %
F2-1	15	4,76	Sinus	2,41
F2-1	15	3,77	Rechteck	0,03
F2-2	15	4,03	Sinus	3,69
F2-2	15	3,19	Rechteck	0,90

Sollkennlinie

Abb. 6.16: Ausgangsspannung über Erregerbeschleunigung mit unterschiedlichen Signalformen für den Träger

gen zeigt sich die Nichtlinearität der Kapazitätskennlinie, die bei der Koppelelektrode mit geraden und nicht überlappenden Kammzinken ausgeprägter ist. Weiterhin zeigte sich ein Einfluss der Signalform des Trägers auf den Linearitätsfehler. Bei beiden Chips führt der Träger mit Rechteck-Signalform zu einer verbesserten Linearität. Der Linearitätsfehler bei $100\,\mathrm{m\,s^{-2}}$ verringerte sich damit auf unter 1 %.

Das FCOS kann im scannenden Modus betrieben werden, d. h. durch Variation des Trägers wird der Frequenzbereich durchgewobbelt. Mit diesem Modus kann z. B. die 3 dB Bandbreite des Resonators (das Zwischenfrequenz-Filter) und damit die spektrale Auflösung des Sensorsystems bestimmt werden [RJM07]. Hierzu wurde der Sensor mit einer konstanten Erregung auf 500 Hz zum Schwingen angeregt und bei unterschiedlichen Schwingstärken die Trägerfrequenz durchgewobbelt. Die Ergebnisse vor und nach der Demodulation sind in Abb. 6.17 dargestellt. Obwohl die gemessene Resonator-Bandbreite des verwendeten Chips ca. 117 Hz beträgt, wird die Bandbreite des Gesamtsystems auf ca. 106 Hz reduziert.



(a) vor der Demodulation **(b)** nach der Demodulation

Abb. 6.17: Bestimmung der Bandbreite des Gesamtsystems mit Chip F2-1

Die obigen Messungen wurden mit einer Sensitivität des Systems von $100\,\mathrm{mV/m\,s^{-2}}$ durchgeführt. Dafür wurde zwischen den Koppelelektroden eine Polarisationsspannung von 24,7 V und eine AC-Koppelspannung von 8 V angelegt. Die Verringerung der Bandbreite des Gesamtsystems ist bereits erkennbar.

Eine weitere Untersuchung diesbezüglich zeigt den Einfluss der Polarisationsspannung zwischen den Koppelelektroden auf die Bandbreite des FCOS. Dazu wurde der Breitbandschwinger konstant elektrostatisch auf der Frequenz von 500 Hz angeregt. Die AC-Koppelspannung wurde ebenfalls konstant auf 8 V gehalten. Die 3 dB Bandbreite wurde mit dem scannenden Modus des Sensorsystems bestimmt. Durch die Erhöhung der Polarisationsspannung innerhalb der Koppelelektroden zeigt sich das bereits mit der Simulation festgestellte Verhalten. Mit steigender Polarisationsspannung verringert sich die Bandbreite des Systems (Abb. 6.18).

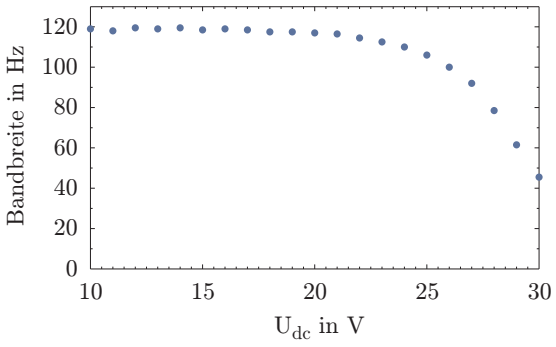


Abb. 6.18: Gemessener Einfluss der Polarisationsspannung zwischen den Koppelelektroden auf die Bandbreite des FCOS

Mit dem scannenden Modus ist es möglich, das Vibrations-Frequenzspektrum der zu untersuchenden Maschine aufzunehmen. Für den Graphen in Abb. 6.19 wurde ein zuvor aufgezeichnetes Vibrations-Zeitsignal einer laufenden Hydraulikpumpe (in gutem Zustand) verwendet, um den Schwingerreger anzusteuern. Die Hydraulikpumpe zeigt die erste charakteristische Frequenz bei 195 Hz mit einer Schwingbeschleunigung von 2,5 $\mathrm{m\,s^{-2}}$. Die zweite und die dritte Harmonische liegen bei 390 Hz und 585 Hz mit Amplituden von ca. 0,9 $\mathrm{m\,s^{-2}}$ und 0,3 $\mathrm{m\,s^{-2}}$. Das FCOS wurde mit zwei unterschiedlichen Sensitivitäten betrieben (100 $\mathrm{mV/m\,s^{-2}}$ und 200 $\mathrm{mV/m\,s^{-2}}$), die über die Polarisationsspannung eingestellt wurden. Die dritte Linie im Graphen zeigt einen Scan mit einem Referenzsensor und Auswertung mit einem Lock-In-Verstärker. Zur Veranschaulichung wurde das Lock-In-Ausgangssignal um Faktor fünf verstärkt.

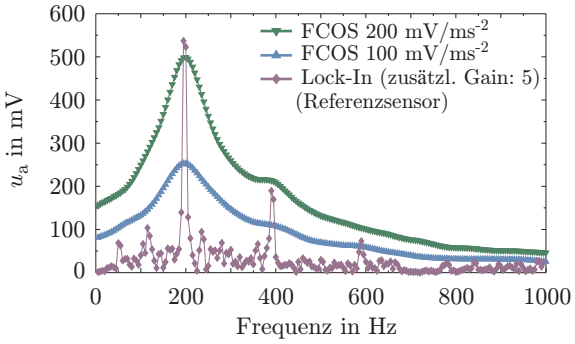


Abb. 6.19: FCOS im scannenden Modus zur Aufnahme des Spektrums einer Hydraulikpumpe

Für die vorbeugende Zustandsüberwachung ist es hilfreich, permanent mehrere charakteristische Frequenzen zu überwachen. Der Graph in Abb. 6.20 zeigt beispielhaft eine Echt-Zeit-Messung mit demselben Labor-Aufbau. Das FCOS wurde im normalen Modus betrieben, um eine mechanische Erregung zu detektieren. Der Schwingerreger wurde mit dem aufgenommenen Vibrations-Zeitsignal der Hydraulikpumpe angesteuert. Die Sensitivität des FCOS wurde auf 100 $\mathrm{mV/m\,s^{-2}}$ eingestellt. Über die eigens programmierte Software wurden die eingestellten Frequenzlinien von 50 Hz, die erste charakteristische

Frequenz von 195 Hz und drei weitere Harmonische der Hydraulikpumpe im Zeitmultiplexverfahren überwacht. Während der Messung wurde ein einsetzender Fehler durch den Anstieg der Amplitude auf der zweiten Harmonischen emuliert. Die ansteigende Amplitude der Beschleunigung auf der Frequenz von 390 Hz konnte mit dem entwickelten Sensorsystem klar und deutlich festgestellt werden.

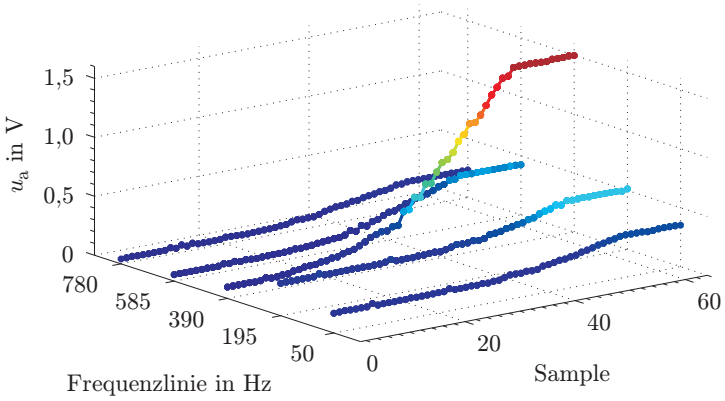


Abb. 6.20: Gleichzeitige Überwachung von fünf Frequenzlinien einer laufenden Hydraulikpumpe mit emulierter Fehlercharakteristik

Kapitel 7

7 Zusammenfassung und Ausblick

Das Ziel der Arbeit war die Entwicklung eines neuartigen Sensorsystems für frequenzselektive Vibrationsmessungen im Frequenzbereich von bis zu 1 kHz, das ohne nachträgliche FFT zur Überwachung einzelner Spektrallinien verwendet werden kann. Dazu wurden Wirkprinzipien aus der Informationstechnik und der Mikromechanik kombiniert und ein intelligentes mikromechanisches Sensor-Aktuator-System entworfen. Die Erzeugung der notwendigen Koppelkraft und die Auswertung der mechanischen Schwingung erfolgen über kapazitive Elektrodensysteme.

Die Schwerpunkte der Arbeit sind sowohl der Entwurf des mikromechanischen Sensorelements als auch das Systemdesign und die praktische Realisierung. Dazu gehören die Charakterisierung der einzelnen MEMS Chips und des gesamten Sensorsystems. Die Fertigung des MEMS erfolgte mit der BDRIE-Technologie am ZfM der TU Chemnitz.

Durch die gewählte Si-Technologie war eine nahezu unbeschränkte Gestaltung der Funktionselemente möglich. Somit konnten ein breitbandig arbeitendes FMD-System und ein Resonator mit einer großen seismischen Masse, die noch dazu ineinander verschachtelt sind, realisiert werden. Beim Entwurf mussten die unterschiedlichen Eigenschaften der an Umgebungsdruck arbeitenden FMD-Systeme beachtet werden. Der Breitbandschwinger wurde so gestaltet, dass die Masse möglichst gering ist, um die Dämpfung des Systems mit einer kleinen Anzahl von Dämpferelementen einzustellen. Gleichzeitig wurde eine erste Eigenfrequenz von 3 kHz gewählt, um eine möglichst große Sensitivität und eine hohe Linearität über den Messbereich von bis zu 1 kHz zu erzielen. Beim Resonator hingegen wurde die Eigenfrequenz auf 30 kHz festgelegt, um die direkte mechanische Erregung durch Maschinenschwingungen zu unterdrücken. Durch die Resonanzüberhöhung des Resonators wird das Signal auf der Zwischenfrequenz verstärkt und gleichzeitig gefiltert. Die selektive Verstärkung ist direkt proportional zur Güte dieses FMD-Systems. Aus diesem Grund wurde bei der Dimensionierung und Gestaltung des Resonators darauf geachtet, eine möglichst geringe fluidische Dämpfung zu erreichen. Dies hatte direkten Einfluss auf die Gestaltung der Elektrodensysteme und der seismischen Masse des Resonators.

Die Auslegung der Koppelelektroden zwischen den beiden FMD-Systemen war ein weiterer wichtiger Punkt. Ausgehend von fluidischer Dämpfung, Platzbedarf und Kraftwirkung wurde die Form der Elektroden festgelegt. Die Wahl fiel dabei auf Elektroden nach der grundlegenden Variante der Flächenvariation. Allerdings wird eine auslenkungsabhängige Kraftwirkung benötigt, weshalb die entwickelten Kammelektroden in einer ersten Variante linear variierte Kammelektroden sind. In einer zweiten Variante wurde lediglich das Streufeld zwischen den nicht-überlappenden Elektrodenzinken genutzt. Diese Variante erzielt eine größere Empfindlichkeit, zeigt jedoch bei großen Beschleunigungswerten eine stärkere Nichtlinearität.

Die FMD-Systeme mit ihren deutlich unterschiedlichen Eigenschaften und die Kraftkopplung wurden erfolgreich entwickelt und gefertigt. Somit ist ein mikromechanisches System mit kraftgekoppelten Oszillatoren, das FCOS, entstanden, das die Vorteile der beiden grundlegenden Arbeitsprinzipien aus der Schwingungssensorik, „breitbandig“ und „resonant“, vereint. Es wurde gezeigt, dass es mit dem entwickelten FCOS möglich ist, niederfrequente mechanische Schwingungen noch in der mechanischen Domäne zu verstärken und zu filtern. Das FCOS arbeitet frequenzselektiv und ermöglicht dadurch eine spektrale Schwingungsdetektion. Realisiert wird dies durch eine elektromechanische Amplitudenmodulation und der selektiven Verstärkung im MEMS. Dieses Wirkprinzip ist dem Superheterodynprinzip aus der Informationstechnik entlehnt. Die Überlagerung und Filterung findet direkt in der mechanischen Domäne statt. Die Anpassung des Sensors an die charakteristischen Frequenzen von Maschinen erfolgt durch Trimmen der eingekoppelten Trägerfrequenz. Weiterhin wurde gezeigt, dass durch den Einsatz eines Zeitmultiplexverfahrens mehrere charakteristische Frequenzlinien beobachtet werden können. Die Empfindlichkeit des Systems wird mit Hilfe der Koppelspannung variiert.

Es wurde eine analoge Elektronik entwickelt, um die Kapazitätsänderung des FCOS zu erfassen und eine der niederfrequenten mechanischen Beschleunigung entsprechenden Ausgangsspannung zu erzeugen. Die Ansteuerung des FCOS erfolgte mit der entwickelten PC-Software und einer Datenerfassungskarte. Die Datenerfassungskarte wird zur Erzeugung des Trägers und zur Digitalisierung der Messwerte verwendet. Durch die spektrale Detektion des MEMS wird auf aufwendige Rechenoperationen verzichtet, was den späteren Einsatz des Sensors in energieeffizienten Systemen zur permanenten Schwingungsüberwachung ermöglicht. Die PC-Software dient zur Steuerung der Datenerfassungskarte und zur Visualisierung der Messwerte.

Mit den Ergebnissen der Arbeit wurde das angestrebte Ziel erreicht. Nach den vorliegenden umfassenden Untersuchungen am MEMS und zum Sensorprinzip sollten sich fortführende Arbeiten mit der Integration der Elektronik und dem Aufbau eines Sensorkopfs zur direk-

ten Anbringung des Sensorsystems an die Maschine beschäftigen. Hierzu kann z. B. ein energieeffizienter Mikrocontroller die Aufgaben der Datenerfassungskarte übernehmen. Die Integration der analogen Front-End-Elektronik, einer analog-digital-Wandlung und eines Digitalteils in einen ASIC kommen nur für hohe Stückzahlen in Frage.

In einer weiteren Iteration des Sensorlayouts kann außerdem die äußere Abmessung des MEMS ohne größeren Aufwand von derzeit $5\,\mathrm{x}\,5\,\mathrm{mm}^2$ realistisch auf ca. $3\,\mathrm{x}\,3{,}5\,\mathrm{mm}^2$ reduziert werden. Dadurch wird die theoretische Ausbeute um mehr als das Doppelte gesteigert. Durch eine andere Dimensionierung des Breitbandschwingers wird es zudem möglich, auch höhere Frequenzen zu detektieren. Die dazu notwendige Erhöhung der Eigenfrequenz führt jedoch gleichzeitig zu einer Verringerung der Empfindlichkeit. Darüber hinaus kann mit einer Kombination von elektrostatischer Abstimmung des Breitbandschwingers und der Kraftkopplung zum Resonator ein Sensorsystem entwickelt werden, bei dem sich der Frequenzbereich und gleichzeitig die Empfindlichkeit über eine DC-Spannung einstellen lassen.

A

Anhang A

Berechnung der mittleren freien Weglänge

Die mittlere freie Weglänge λ ist ein Maß für die Strecke, die ein Gasteilchen im Mittel zurücklegt, ohne dabei mit einem anderen zu kollidieren. Sie lässt sich mit der folgenden Gleichung ermitteln:

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}\pi d^2 n_\mathrm{V}} \,. \tag{A.1}$$

Dabei ist n_V die Anzahl der Moleküle pro Volumeneinheit. Der effektive Stoßquerschnitt πd^2 ergibt sich durch den mittleren Durchmesser d eines Moleküls. Der Faktor $\sqrt{2}$ berücksichtigt zudem die mittlere Relativgeschwindigkeit des Gases [Nav06].

Die Anzahl der Moleküle pro Volumeneinheit ist durch die *Avogadro*-Konstante N_A und die thermische Zustandsgleichung idealer Gase definiert:

$$n_\mathrm{V} = \frac{N_\mathrm{A}\, p}{R\, T} \,. \tag{A.2}$$

Damit ergibt sich die Gleichung für die mittlere freie Weglänge zu

$$\lambda = \frac{R\, T}{\sqrt{2}\pi d^2 N_\mathrm{A}\, p} \,. \tag{A.3}$$

Die mittlere freie Weglänge wird demnach durch die Temperatur, den Druck und den mittleren Moleküldurchmesser beeinflusst. Um letzteren zu bestimmen, muss die Zusammensetzung des Gases berücksichtigt werden. Für den vorliegenden Fall ist das Gas Luft und besteht aus ca. 78 % N_2, 21 % O_2 und 1 % sonstige Gase mit den Stoßdurchmessern

$\sigma_{N_2} = 0{,}43\,\mathrm{nm}^2$ und $\sigma_{O_2} = 0{,}40\,\mathrm{nm}^2$, wobei $\sigma = \pi d^2$. Damit folgt ein mittlerer Stoßquerschnitt von $\sigma_{\mathrm{Luft}} = 0{,}42\,\mathrm{nm}^2$. Der mittlere Moleküldurchmesser ist somit 3,66 Å.

Mit diesen Werten beträgt die mittlere freie Weglänge bei Normaldruck und Raumtemperatur 67 nm. Wird anstelle des Normaldrucks von 1013,25 mbar die Vereinfachung 1000 mbar verwendet, erhält man die oft zitierten 68 nm (siehe Abb. A.1).

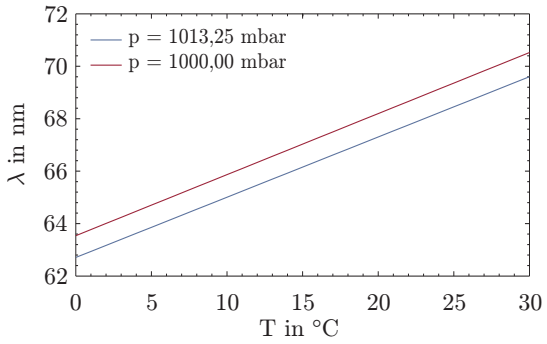


Abb. A.1: Mittlere freie Weglänge in Luft über die Temperatur

B Anhang B

Ergänzende Gleichungen zur Berechnung der Dämpfung

Die in [DHX98] vorgestellte analytische Methode zur Berechnung der Dämpfung von aufeinander zu bewegten Platten nutzt den Ansatz der *Green*schen Funktion. Damit ist es relativ einfach möglich unterschiedliche Randbedingungen für die Seitenkanten der Platten anzunehmen.

Um den Ansatz unter Beweis zu stellen wurde im zitierten Paper der allgemeine Fall mit einer nach allen Seiten offenen Platte vorgestellt. Die Ergebnisse lassen sich in die von *Blech* vorgestellten Reihenentwicklungen [Ble83] überführen. Für die Kraft auf die Platte ergibt sich nach *Darling et al.*

$$F(t) = \frac{64pA}{\pi^4} \sum_{m,n\ odd} \frac{1}{m^2 n^2} \cdot \frac{j\omega H' e^{j\omega t}}{j\omega + k_{\mathrm{mn}}^2/\alpha^2}\,, \tag{B.1}$$

mit der der Squeeze-Zahl

$$\sigma = \alpha^2 a^2 \omega = \frac{12\eta_{\mathrm{eff}} b^2}{pd^2}\omega \tag{B.2}$$

und den Eigenwerten

$$k_{\mathrm{mn}}^2 = k_{\mathrm{m}}^2 + k_{\mathrm{n}}^2 = \frac{m^2\pi^2}{a^2} + \frac{n^2\pi^2}{b^2}\,. \tag{B.3}$$

Die Anteile der Federkraft und der Dämpfungskraft lassen sich als Real- und Imaginärteil wie folgt separieren:

$$F_{\mathrm{K}} = Re\{F(t)\}\,, \tag{B.4}$$

$$F_{\mathrm{D}} = Im\{F(t)\}\,. \tag{B.5}$$

Nach Einsetzen und Umstellen der Gleichungen ergibt sich mit der auf den Plattenspalt normalisierten Amplitude der Plattenschwingung

$$H' = \frac{\Delta z}{d} = \frac{v_z}{\omega d} \tag{B.6}$$

der Anteil der Dämpfungskraft

$$F_{\mathrm{D}} = \frac{64\sigma pA}{\pi^6 d\omega} v_z \sum_{m,n\ odd} \frac{m^2 + n^2\chi^2}{(mn)^2\left[\left(m^2 + n^2\chi^2\right)^2 + \frac{\sigma^2}{\pi^4}\right]}\,. \tag{B.7}$$

Für den Fall, dass zwei sich gegenüberliegende Seiten der Platte, z. B. bei $x = \pm a/2$ geschlossen sind, ist der Druckabfall entlang dieser Kanten null und es ergibt sich die folgende Lösung für die Kraft [DHX98]:

$$F(t) = \frac{8pA}{\pi^2} \sum_{n\ odd} \frac{1}{n^2} \cdot \frac{j\omega H' e^{j\omega t}}{j\omega + k_{\mathrm{n}}^2/\alpha^2}\,. \tag{B.8}$$

Die Gleichung für den Dämpfungskraftanteil lässt sich mit

$$F_{\mathrm{D}} = \frac{8\sigma pA}{\pi^4 d\omega} v_z \sum_{n\ odd} \frac{n^2\chi^2}{n^2\left(n^4\chi^4 + \frac{\sigma^2}{\pi^4}\right)}\,, \tag{B.9}$$

die für den Federkraftanteil mit

$$F_{\mathrm{K}} = \frac{8\sigma^2 pA}{\pi^6 d} z \sum_{n\ odd} \frac{1}{n^2\left(n^4\chi^4 + \frac{\sigma^2}{\pi^4}\right)} \tag{B.10}$$

ausdrücken.

C Anhang C

PSpice Modell des MEMS-Sensors

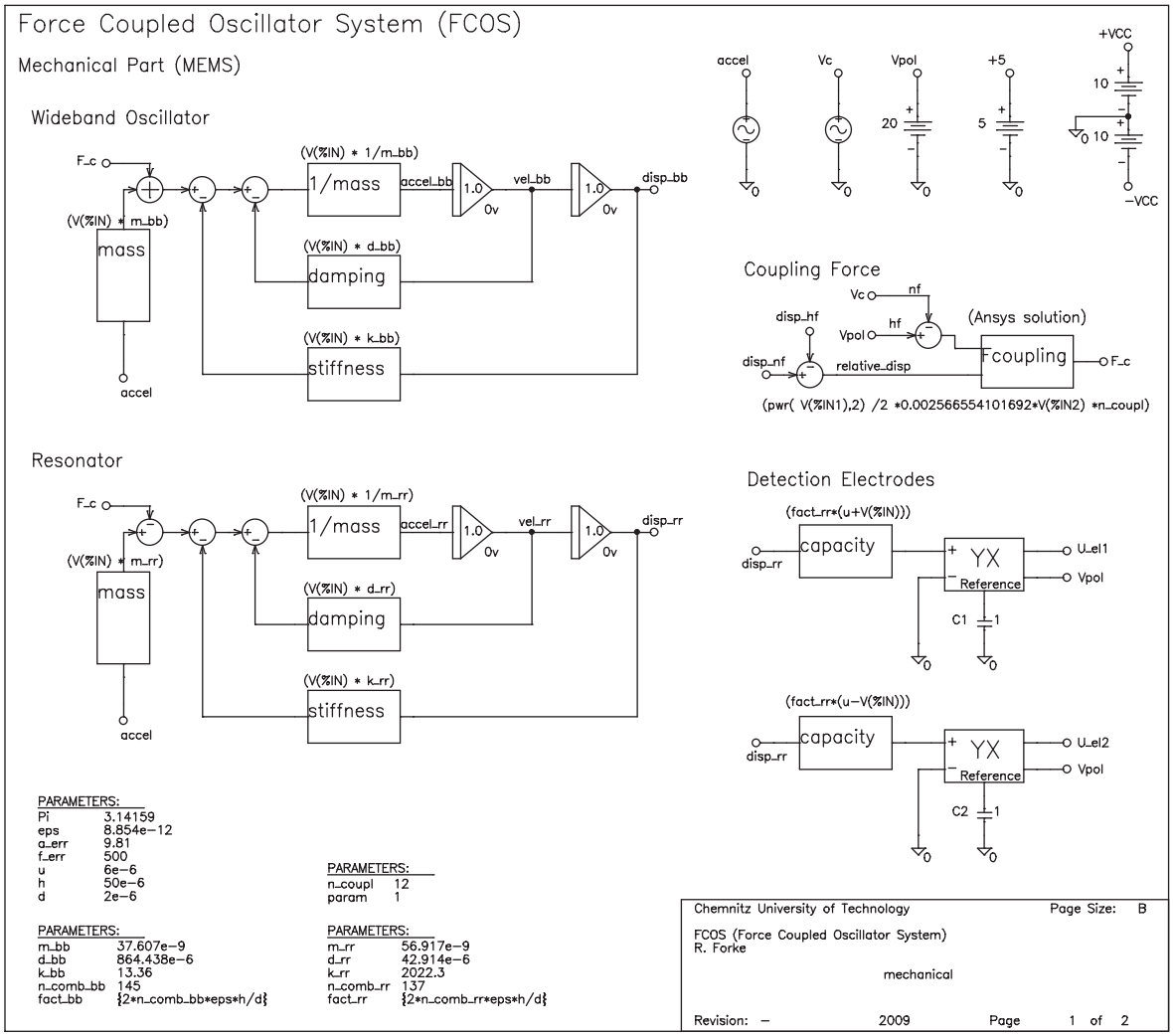


Abb. C.1: Seite 1/2 - Mechanischer Teil

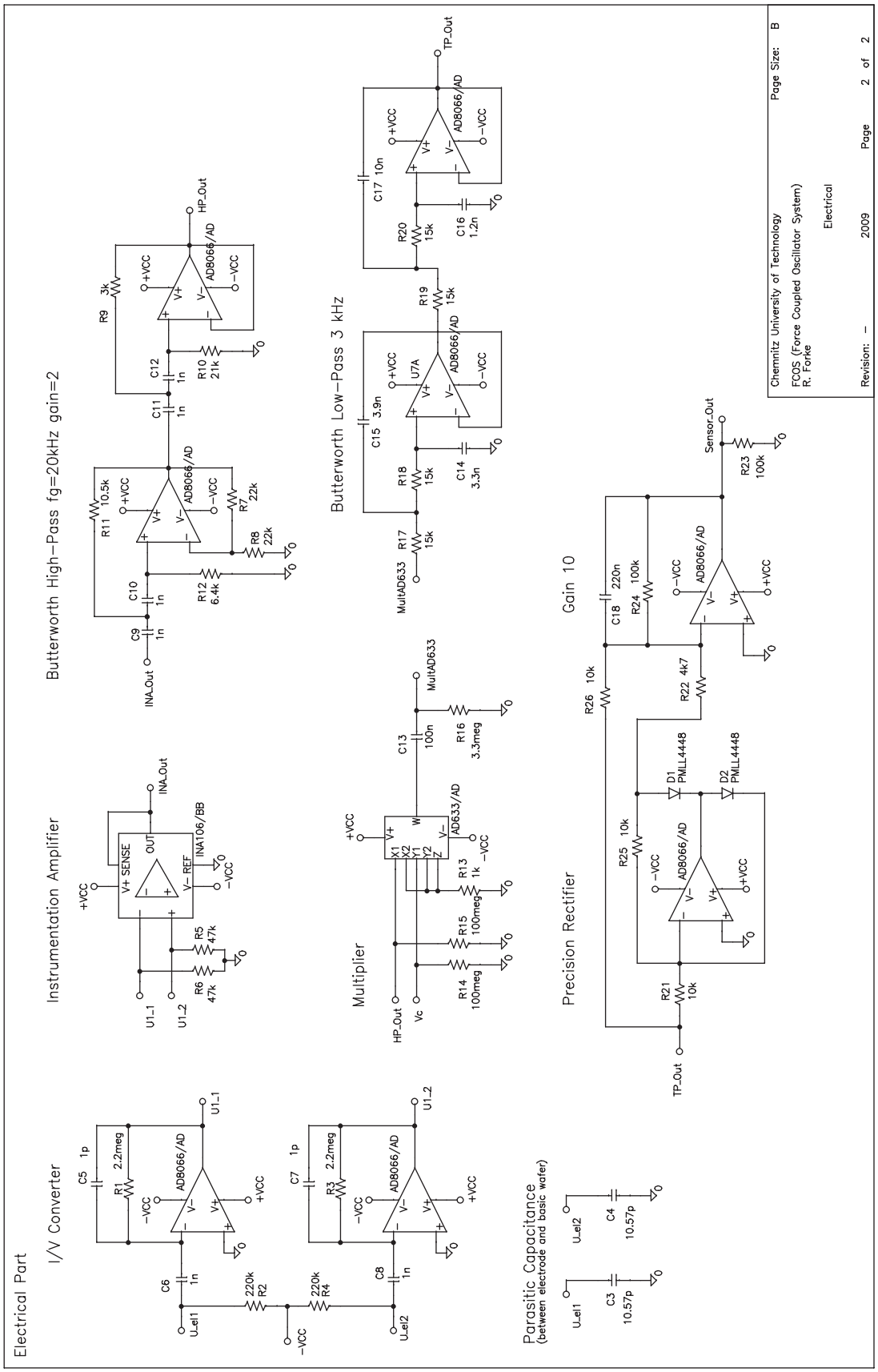


Abb. C.2: Seite 2/2 - Elektrischer Teil

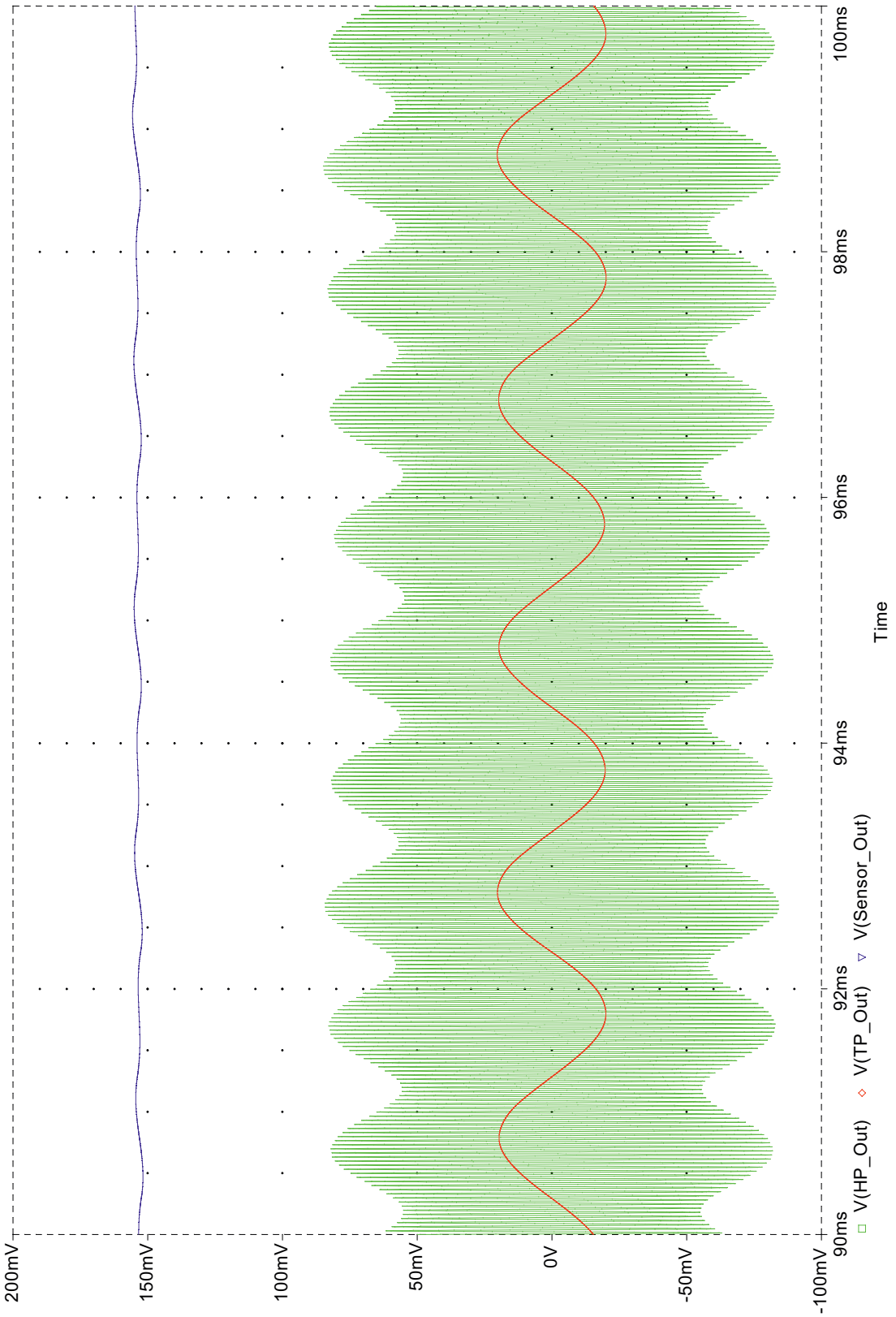


Abb. C.3: Simulationsergebnisse für ausgewählte Testpunkte

D Anhang D

Ergänzungen zum Messsystem

Für die Charakterisierung der FCOS wurde ein Messsystem entwickelt, mit dem verschiedene Sensor-Chips entweder mit mechanischer oder mit elektrostatischer Anregung untersucht werden können. Für dieses Messsystem wird die Datenerfassungkarte NI USB-6251 von *National Instruments* verwendet. Mit der eigens programmierten Software „FCOS Control“ wird die Datenerfassungskarte vom Rechner aus angesprochen und die Ergebnisse ausgewertet.

Der Chipträger ist eine kleine Leiterplatte, auf die der Siliziumchip aufgebracht wurde. Die elektrische Kontaktierung zwischen Si-Chip und Leiterplatte ist mit Bonddrähten sichergestellt. Über Stecker- und Stiftleisten wird der Chipträger auf die Grundplatine gesteckt und damit mechanisch und elektrisch kontaktiert.

Für die mechanische Anregung im Labor wird die Grundplatine auf einen Schwingerreger, wie z. B. den *Brüel & Kjær* Vibration Exciter Typ 4809, montiert. Das Referenzsignal liefert ein Beschleunigungsaufnehmer vom Typ 4374 von *Brüel & Kjær*.

Durch die Steckverbindung zwischen Chipträger und Grundplatine wird die mechanische Kopplung vom Schwingerreger auf den Siliziumchip beeinflusst. Die durch den Aufbau verursachten Resonanzen verfälschen das Messsignal des FCOS. Durch die direkte Befestigung des Chipträgers am Schwingerreger wird dieser Einfluss beseitigt. Die elektrische Kontaktierung erfolgt dann über ca. 5 cm lange Adapterkabel (Abb. D.1).

Abb. D.1: Versuchsstand mit mechanischer Erregung

Literaturverzeichnis

[Ana09] Analog Devices (Hrsg.): *High performance, wide bandwidth accelerometer*. One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.: Analog Devices, 2009

[Bac92] Bachmann, W.: *Signalanalyse, Grundlagen und mathematische Verfahren*. Braunschweig : Vieweg, 1992

[Bög06] Böge, A.: *Formeln und Tabellen zur Technischen Mechanik*. Wiesbaden : Vieweg, 2006

[Bil00] Billep, D.: *Modellierung und Simulation eines mikromechanischen Drehratesensors*, Technische Universität Chemnitz, Dissertation, 2000

[Ble83] Blech, J. J.: On isothermal Squeeze Films. In: *Journal of Lubrication Technology* 105 (1983), S. 615–620

[Blu06] Bluth, J.: *Modellierung und Realisierung eines digitalen Trägerfrequenzmesssystems zur Messung von kapazitiven Sensoren im Umfeld einer Ultrapräzisionsdrehmaschine*, Universität Kaiserslautern, Dissertation, 2006

[Bos97] Boser, B.: Electronics for micromachined inertial sensors. In: *Proceedings of the International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Transducers '97, Chicago* 2 (1997), S. 1169–1172

[Brü98] Brüel & Kjær Sound and Vibration Measurement A/S: *Vibration transducers and signal conditioning*. Lecture Notes BA 7675-12, Brüel & Kjær, 1998

[Cam95] Campbell, A.: On new instruments for the direct measurement of the frequency of alternating or pulsating electric currents. In: *Proceedings of the Physical Society of London* 14 (1895), Nr. 1, S. 267–271

[Che04] Chen, C.-S.: Navier-Stokes simulation of the flow field in laterally driven microcomb structures. In: *International Journal of Heat and Mass Transfer* 47 (2004), Nr. 19–20, S. 4205–4213

[CKPH93] Cho, Y.-H. ; Kwak, B. ; Pisano, A. ; Howe, R.: Viscous energy dissipation in laterally oscillating planar microstructures: a theoretical and experimental study. In: *Micro Electro Mechanical Systems, 1993, MEMS '93, Proceedings An Investigation of Micro Structures, Sensors, Actuators, Machines and Systems. IEEE* (1993), S. 93–98

[CKPH94] Cho, Y.-H. ; Kwak, B. M. ; Pisano, A. P. ; Howe, R. T.: Slide film damping in laterally driven microstructures. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 40 (1994), S. 31–39

[CLL+03] Candler, R. ; Li, H. ; Lutz, M. ; Park, W.-T. ; Partridge, A. ; Yama, G. ; Kenny, T.: Investigation of energy loss mechanisms in micromechanical resonators. In: *Proceedings of the12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Transducers '03, Boston* 1 (2003), S. 332–335

[DHX98] Darling, R. B. ; Hivick, C. ; Xu, J.: Compact analytical modeling of squeeze film damping with arbitrary venting conditions using a Green's function approach. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 70 (1998), Nr. 1–2, S. 32–41

[DIN95] DIN ISO 10816: *Mechanische Schwingungen - Bewertung der Schwingungen von Maschinen durch Messungen an nicht-rotierenden Teilen.* 1995

[DTBD90] Diem, B. ; Truche, R. ; Bosson, S. ; Delapierre, G.: 'SIMOX' (Separation by Ion Implantation of Oxygen): A technology for high-temperature silicon sensors. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 23 (1990), Nr. 1–3, S. 1003–1006

[Erm66] Schutzrecht DE 1932893-U (17.02.1966): *TREYSIT Drehzahl-, Frequenz- und Resonanzmesser.* Ermel, H. (Erfinder) ; TREYSIT Presserei Heinrich Ermel (Anmelder).

[FAG04] FAG Industrial Services GmbH: *FAG Easy Check Anleitung.* FAG Industrial Services GmbH, Herzogenrath, 2004

[FBA01] Fritz, M. ; Burger, W. ; Albers, A.: Schadensfrüherkennung an geschmierten Gleitkontakten mittels Schallemissionsanalyse. In: *Tribologie Fachtagung 2001; Reibung, Schmierung und Verschleiß* Vol. 1 GfT, Gesellschaft für Tribologie e.V., 2001

[Fil95] Filbert, D.: *Diagnose von Lagerfehlern in Elektromotoren durch nichtlineare Modellierung des Motorstroms.* 3. Forum Akustische Qualitätssicherung, Heidelberg, 1995

[FLI+97] Fritsch, H. ; Lucklum, R. ; Iwert, T. ; Hauptmann, P. ; Scholz, D. ; Peiner, E. ; Schlachetzki, A.: A low-frequency micromechanical resonant vibration sensor for wear monitoring. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 62 (1997), S. 616–620

[FS84] Fischer, U. ; Stephan, W.: *Mechanische Schwingungen.* VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1984

[FSH+08] Forke, R. ; Scheibner, D. ; Hiller, K. ; Gessner, T. ; Dötzel, W. ; Mehner, J.: Fabrication and characterization of a force coupled sensor-actuator system for adjustable resonant low frequency vibration detection. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 145–146 (2008), S. 245–256

[FSM+08] Forke, R. ; Scheibner, D. ; Mehner, J. E. ; Gessner, T. ; Dötzel, W.: Electrostatic force coupling of MEMS oscillators for spectral vibration measurements. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 142 (2008), Nr. 1, S. 276–283

[Gam71] Gamer, U.: Erwärmung durch thermoelastische Dämpfung. In: *Acta Mechanica* 11 (1971), S. 145–153

[GD06] Gerlach, G. ; Dötzel, W.: *Einführung in die Mikrosystemtechnik - Ein Kursbuch für Studierende.* München : Carl Hanser Verlag, 2006

[Gol99] Goldman, S.: *Vibration spectrum analysis: A practical approach.* 2. Aufl. New York : Industrial Press, 1999

[Gre05] Greiner, H.: *Beurteilung von Schadensbildern bei Getriebemotoren.* Fa. Danfoss Bauer GmbH & Co. : Elektronische Publikation EP 3505, 2005

[GRY66] Griffin, W. ; Richardson, H. ; Yamanami, S.: A study of fluid squeeze-film damping. In: *Journal of Basic Engineering* 88 (1966), Nr. 2, S. 451–456

[HK09] Schutzrecht GB 190811870 A (01.06.1909): *Improvements in apparatus of the resonance type applicable for use in indicating or measuring the frequency of electrical or magnetic alternations.* Hartmann-Kempf, R. (Erfinder).

[HKB+05] Hiller, K. ; Küchler, M. ; Billep, D. ; Schröter, B. ; Dienel, M. ; Scheibner, D. ; Gessner, T.: Bonding and Deep RIE – A powerful combination for high aspect ratio sensors and actuators. In: *Proceedings of SPIE* 5715 (2005), S. 80–91

[ifm09] ifm electronic: *Benutzerhandbuch Software für efector octavis.* Version 1.8. ifm electronic, Essen, 2009

[Ird64] Ird Mechanalysis, I.: *General Machinery Severity Chart*. 6150 Huntley Road Columbus, Ohio 43229, 1964

[JMM+03] Jensen, B. D. ; Mutlu, S. ; Miller, S. ; Kurabayashi, K. ; Allen, J. J.: Shaped comb fingers for tailored electromechanical restoring force. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 12 (2003), Nr. 3, S. 373–383

[Kuh07] Kuhlmann, H. C.: *Strömungsmechanik*. Pearson, 2007

[Kur95] Kurth, S.: *Theoretische und experimentelle Verhaltensbeschreibung kinetischer mikromechanischer Komponenten mit elektrostatischer Feldkopplung*, TU Chemnitz-Zwickau, Dissertation, 1995

[KW08] Kolerus, J. ; Wassermann, J.: *Zustandsüberwachung von Maschinen: Das Lehr- und Arbeitsbuch für den Praktiker*. Renningen : expert verlag, 2008

[LC98] Lee, K. B. ; Cho, Y.-H.: A triangular electrostatic comb array for micromechanical resonant frequency tuning. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 70 (1998), Nr. 1–2, S. 112–117

[Lea06] Lea, L.: DRIE Etched Silicon MEMS. In: *MEMS Manufacturing Magazine* (2006)

[LLC08] Lee, K. ; Lin, L. ; Cho, Y.-H.: A closed-form approach for frequency tunable comb resonators with curved finger contour. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 141 (2008), Nr. 2, S. 523–529

[LTC+03] Logeeswaran, V. ; Tay, F. ; Chan, M. ; Chau, F. ; Liang, Y.: First harmonic (2f) characterisation of resonant frequency and Q-factor of micromechanical transducers. In: *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* 37 (2003), Nr. 1, S. 17–33

[LWGL08] Liu, J. ; Wang, W. ; Golnaraghi, F. ; Liu, K.: Wavelet spectrum analysis for bearing fault diagnostics. In: *Measurement Science and Technology* 19 (2008)

[LYS08] Lee, J.-Y. ; Yan, J. ; Seshia, A.: Anchor limited Q in flexural mode resonators. In: *Ultrasonics Symposium, 2008. IUS 2008. IEEE*, 2008, S. 2213 –2216

[Meh94] Mehner, J.: *Mechanische Beanspruchungsanalyse von Siliziumsensoren und -aktoren unter dem Einfluß von elektrostatischen und Temperaturfeldern*, TU Chemnitz-Zwickau, Dissertation, 1994

[Meh00] Mehner, J. ; Gerlach, G. (Hrsg.) ; Dötzel, W. (Hrsg.): *Dresdner Beiträge zur Sensorik*. Bd. 9: *Entwurf in der Mikrosystemtechnik*. Dresden University Press, 2000

[Met03] Metra Mess- und Frequenztechnik (Hrsg.): *Bedienungsanleitung Schwingungsdetektor VS4*. Radebeul: Metra Mess- und Frequenztechnik, 2003

[MF03] Mukherjee, T. ; Fedder, G. K.: System-Level Synthesis. In: Ananthasuresh, G. K. (Hrsg.): *Optimal Synthesis Methods for MEMS*. Kluwer Academic Publishers, 2003, Kapitel 10, S. 297–316

[MG08] Morgan, B. ; Ghodssi, R.: Vertically-shaped tunable MEMS resonators. In: *Microelectromechanical Systems, Journal of* 17 (2008), Nr. 1, S. 85–92

[MGF+06] Mehner, J. ; Gessner, T. ; Forke, R. ; Scheibner, D. ; Dötzel, W.: A tunable resonant vibration measurement unit based on a micromachined force coupled sensor-actuator system. In: *Sensors, 2006. 5th IEEE Conference on* (2006), S. 803–806

[Nav06] Nave, C. R.: *HyperPhysics*. Georgia State University, Department of Physics and Astronomy. http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/Hbase/hph.html. Version: 2006

[Pol93] Polytec GmbH (Hrsg.): *Vibrometer Operator's Manual OFV-3000*. Waldbronn: Polytec GmbH, 1993

[Pol08a] Polytec GmbH (Hrsg.): *Handbuch Vibrometer Controller OFV-5000*. Waldbronn: Polytec GmbH, 2008

[Pol08b] Polytec GmbH (Hrsg.): *Software Handbuch Planar Motion Analyzer*. Waldbronn: Polytec GmbH, 2008

[Ree98] Reeves, C. W.: *The vibration monitoring handbook*. Oxford : Coxmoor, 1998

[RJM07] Rauscher, C. ; Janssen, V. ; Minihold, R.: *Grundlagen der Spektrumanalyse*. München : Rohde & Schwarz, 2007

[RPC+02] Renard, S. ; Pisella, C. ; Collet, J. ; Gaff, V. ; Lauront, J.-L.: Capacitive pressure and inertial sensors by Epi-SOI surface micromachining. In: *Sensors, 2002. Proceedings of IEEE* 2 (2002), S. 1385–1388

[SA07] Spurk, J. H. ; Aksel, N.: *Strömungslehre: Einführung in die Theorie der Strömungen*. Springer, 2007

[Sch99] Scheibner, D.: *Experimentelle Charakterisierung resonanter Mikrosensoren*, TU Chemnitz, Diplomarbeit, 1999

[SCH04] SCHMIDT Technology GmbH (Hrsg.): *SCHMIDT Schwingungswächter VibroSens 401 Gebrauchsanweisung*. Version 1.3. Georgen: SCHMIDT Technology GmbH, 2004

[Sch05] Scheibner, D.: *Entwicklung eines frequenzselektiven Schwingungsmesssystems mit abstimmbaren mikromechanischen Resonatoren*, TU Chemnitz, Dissertation, 2005

[SFDM07] Shaporin, A. ; Forke, R. ; Dötzel, W. ; Mehner, J.: MEMS characterization technique based on special designed test-structures. In: *Tagungsband - Mikrosystemtechnik Kongress 2007* (2007), S. 873–876

[SG06] Schlichting, H. ; Gersten, K.: *Grenzschicht-Theorie*. Springer, 2006

[SHD05] Shaporin, A. ; Hanf, M. ; Dötzel, W.: Novel characterization method for MEMS devices. In: *Progress in Biomedical Optics and Imaging - Proceedings of SPIE* 5716 (2005), S. 198–206

[Sie23] Schutzrecht AT 91763 B (26.03.1923): *Zungenfrequenzmesser*. Siemens AG.

[Sig05] Sigloch, H.: *Technische Fluidmechanik*. Springer, 2005

[SMR+04] Scheibner, D. ; Mehner, J. ; Reuter, D. ; Kotarsky, U. ; Gessner, T. ; Dötzel, W.: Characterization and self-test of electrostatically tunable resonators for frequency selective vibration measurements. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 111 (2004), Nr. 1, S. 93–99

[SMR+05] Scheibner, D. ; Mehner, J. ; Reuter, D. ; Gessner, T. ; Dötzel, W.: A spectral vibration detection system based on tunable micromechanical resonators. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 123–124 (2005), S. 63–72

[Sor09] Sorger, A.: *Simulation von Dämpfungsmechanismen in komplexen Mikrosystemen*, TU Chemnitz, Diplomarbeit, 2009

[SRB07] Scheer, C. ; Reimche, W. ; Bach, F.-W.: Schallemissions- und Waveletanalysen zur frühzeitigen Schadenserkennung an hochbelasteten rotierenden Bauteilen. In: *Proceedings, DGZfP-Jahrestagung 2007* (2007)

[TO98] Tränkler, H.-R. ; Obermeier, E.: *Sensortechnik: Handbuch für Praxis und Wissenschaft*. Springer, 1998

[Tro06] Tronics Microsystems SA: *MEMSOI design rules manual.* Version 1.1. Frankreich, 2006

[TS02] Tietze, U. ; Schenk, C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik.* Springer, 2002

[VKLR95] Veijola, T. ; Kuisma, H. ; Lahdenperä, J. ; Ryhänen, T.: Equivalent-circuit model of the squeezed film in silicon accelerometer. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 48 (1995), Nr. 3, S. 239–248

[VPR05] Veijola, T. ; Pursula, A. ; Råback, P.: Extending the validity of squeezed-film damper models with elongations of surface dimensions. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 15 (2005), S. 1624–1636

[VT01] Veijola, T. ; Turowski, M.: Compact damping models for laterally moving microstructures with gas-rarefaction effects. In: *Journal of MEMS* 10 (2001), Nr. 2, S. 263–273

[WA87] Winkler, J. ; Aurich, H.: *Technische Mechanik.* VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1987

[Wib02] Wibbeler, J.: *Frequenzselektive Vibrationssensoren mit spannungsgesteuerter Resonanzabstimmung in Oberflächenmikromechanik*, TU Chemnitz, Dissertation, 2002

[Wir98] Wirth, R.: Maschinendiagnose an Industriegetrieben Teil I: Grundlagen der Analyseverfahren. In: *Antriebstechnik* 37 (1998), Nr. 10, S. 75–80

[Wow91] Wowk, V.: *Machinery Vibration, Measurement and Analysis.* New York : McGraw-Hill, 1991

[X-F05] X-Fab (Hrsg.): *MEMS process, surface micromachining process for inertial sensors XM-SC.* Rev. 2.0. Erfurt: X-Fab, February 2005

[YKN04] Yazdi, N. ; Kulah, H. ; Najafi, K.: Precision readout circuits for capacitive microaccelerometers. In: *Sensors, 2004. Proceedings of IEEE* 1 (2004), S. 28–31

[YMM98] Ye, W. ; Mukherjee, S. ; MacDonald, N. C.: Optimal shape design of an electrostatic comb drive in microelectromechanical systems. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 7 (1998), Nr. 1, S. 16–26

[Yol09] Yole Développement: *Micronews, Issue n°81.* June 2009

[YWH+03] Ye, W. ; Wang, X. ; Hemmert, W. ; Freeman, D. ; White, J.: Air damping in laterally oscillating microresonators: a numerical and experimental study. In: *Microelectromechanical Systems, Journal of* 12 (2003), Nr. 5, S. 557–566

[ZB08] Zierep, J. ; Bühler, K.: *Grundzüge der Strömungslehre: Grundlagen, Statik und Dynamik der Fluide*. Wiesbaden : Teubner, 2008

[ZT94] Zhang, X. ; Tang, W.: Viscous air damping in laterally driven micro resonators. In: *Micro Electro Mechanical Systems, 1994, MEMS '94, Proceedings, IEEE Workshop on* (1994), S. 199–204

Abbildungsverzeichnis

2.1 Schwingungsstärke-Nomogramm von IRD Mechanalysis 8
2.2 Übertragungscharakteristiken verschiedener Beschleunigungsaufnehmer . . 10
2.3 Schematischer Aufbau eines Feder-Masse-Dämpfer-Systems 11
2.4 Übertragungsfunktionen in doppelt logarithmischer Darstellung 12
2.5 Historische Instrumente zur resonanten Frequenzmessung 13

3.1 Blockschaltbild eines Überlagerungsempfängers und Grundaufbau des Sensorsystems mit kraftgekoppelten Schwingern 17
3.2 Frequenzspektren nach der Umsetzung 18
3.3 Kraftgekoppelte Oszillatoren nach dem kapazitiven Prinzip für die Koppelkraft und Auswertung 20
3.4 Wirkungskette des Sensor-Aktuator-Systems 21

4.1 Schematische Darstellung der Oberflächenmikromechanik und oberflächennahen Mikromechanik 24
4.2 Einordnung der Fertigungstechnologie 24
4.3 Vereinfachte Darstellung unterschiedlicher Verfahren zur Herstellung von SOI-Wafern 25
4.4 Top 20 MEMS Foundries von Yole Développement 26
4.5 Technologieablauf für BDRIE mit einem Si-Basic-Wafer 27
4.6 *Couette*-Strömung 32
4.7 *Stokes*-Strömung 32
4.8 Ausbildung einer *Poiseuille*-Strömung bei aufeinander zu bewegten Platten 33
4.9 Bilder von gefertigten Teststrukturen zur Untersuchung der Dämpfung innerhalb der Kammelektroden 37
4.10 Schematische Darstellung der Fluidgeschwindigkeit und -Richtung innerhalb einer Kammzelle 37
4.11 3D-Fluidik-Simulation der Elementarzelle einer Kammelektrode 39
4.12 Darstellung der Stromlinien und des Druckgradienten einer mikromechanischen Feder bei verschiedenen Auslenkungen 39

4.13 Beispiele verschiedener Federformen 41
4.14 Federquerschnitt 42
4.15 REM-Aufnahme eines herausgebrochenen Federbandes mit Fasen 42
4.16 REM-Aufnahmen eines Federbandes ohne und mit Fase 43
4.17 Elemente zur Dämpfung des Breitbandschwingers 43
4.18 Erzeugung linearer Kraftkennlinien durch Variation der Zinkenform und Variation der Kammelektrode 46
4.19 Skizzen der Elementarzelle mit Simulationsparameter 47
4.20 3D-Modell und FEM Ergebnis der elektrostatischen Feldberechnung 47
4.21 Kennlinien der Elementarzelle 48
4.22 Effektive erste und zweite Ableitungen der Kapazität nach der Relativbewegung für die Detektionselektroden in differenzieller Anordnung 50
4.23 Erste und zweite Ableitungen der Kapazität nach der Relativbewegung für unterschiedliche Varianten der Koppelelektroden 52
4.24 Anschläge der Feder-Masse-Dämpfer-Systeme und der Dämpferelemente bei Auslenkung des FMD-Systems über den Arbeitsbereich hinaus 53
4.25 Teststrukturen zur Untersuchung der technologischen Einflüsse auf die Form der Anschläge 54
4.26 Aufbau des Sensor-Aktuator-Systems 55
4.27 Skizze eines Feder-Masse-Dämpfer-Systems 57
4.28 Vergrößerungsfunktion für ein FMD-System mit unterschiedlichem Dämpfungsmaß 58
4.29 Vergrößerungsfunktion für einen Breitband-Sensor mit unterschiedlichen Toleranzbedingungen 59
4.30 Vergrößerungsfunktion für einen Resonator mit der Güte $Q = 250$ 59
4.31 Skizze einer linear variierten Kammelektrode 64
4.32 Verstärkung der elektrostatischen Koppelkraft durch die Polarisations- und Trägerspannungen U_{dc} und U_{ac} für unterschiedliche Spektralanteile 65
4.33 REM-Aufnahmen der Koppelelektroden mit linear variierten Kammzinken und geraden, nicht überlappenden Kammzinken 66
4.34 Mechanische Verstärkung der elektrostatischen Koppelkraft durch die Vergrößerungsfunktionen der FMD-Systeme 67
4.35 Gefertigte Siliziumstruktur 69
4.36 Vernetzung des FEM-Modells 73
4.37 Simulink-Block eines FMD-Systems 75
4.38 Ausschnitt aus dem *Simulink*-Modell der FMD-Systeme mit Kraftkopplung 76

4.39 Einfluss des Wechselanteils der Koppelspannung auf die Amplitude der mikromechanischen Strukturen bei einer Stützenerregung von 1 µm bei 500 Hz (entspricht ca. 1 g) und einer Polarisationsspannung von $U_{\mathrm{dc}} = 15\,\mathrm{V}$ 77
4.40 Einfluss des Gleichanteils der Koppelspannung auf die Amplitude der mikromechanischen Strukturen bei einer Stützenerregung von 1 µm bei 500 Hz (entspricht ca. 1 g) und einer Wechselspannung von $U_{\mathrm{ac}} = 8\,\mathrm{V}$ 77

5.1 Messaufbau zur Charakterisierung mit dem Laser-Doppler-Vibrometer . . . 80
5.2 Messverfahren mit elektrostatischer Anregung (2f-Methode) 82
5.3 Übertragungsfunktion des Resonators bis 100 kHz mit Real- und Imaginärteil sowie Amplituden- und Phasengang (Wafer 11-187-1, Chip E2) 84
5.4 Lorentz-Fit um die Resonanzfrequenz (Wafer 11-187-1, Chip F2) 85
5.5 Einfluss des für die Regression gewählten Frequenzbereichs auf die mittels *Lorentz*-Fit ermittelte Bandbreite 85
5.6 Wafer-Maps zu Wafer Nr. 11-187-1 86
5.7 Wafer-Map über ΔQ zu Wafer Nr. 11-187-1 87
5.8 Lorentz-Fit um die Eigenfrequenz des Breitbandschwingers bei vermindertem Druck (Wafer 11-187-1, Chip C3) 88
5.9 Übertragungsfunktion des Breitbandschwingers bei Normaldruck (Wafer 11-187-1, Chip C3) 88
5.10 Experimentelle Modalanalyse am Beispiel des Breitbandschwingers 89
5.11 Messung der In-Plane Bewegung des 30 kHz Resonators mit dem PMA . . 90
5.12 REM-Aufnahmen einer herausgebrochenen Elektrode des Resonators . . . 90
5.13 Neigung der Ätzgräben in Abhängigkeit zur Lage auf dem Wafer 91
5.14 Vereinfachtes Ätzprofil trockengeätzter Strukturelemente 92
5.15 Toleranzanalyse bezüglich der Eigenfrequenz am Beispiel des 30 kHz-Resonators 93
5.16 Kompensationsstrukturen an Federn zur Verringerung technologischer Toleranzen 93
5.17 Auswirkungen des Maskenunterschnitts auf die Kammelektroden zur Detektion 94
5.18 Nachweis des Funktionsprinzips mit dem Laser-Doppler-Vibrometer 95
5.19 Frequenzspektrum nach der Transformation bei Verwendung von differenziellen Koppelelektroden 95

6.1 Vereinfachte Schaltungen für unterschiedliche Varianten der kapazitiven Auswertung 97

6.2 Blockdiagramm der analogen Elektronik zur Auswertung der Sensorausgangssignale . . . 98
6.3 Symmetrische Anregung des Breitbandschwingers unterhalb f_0 . . . 99
6.4 Strom-Spannungs-Wandlung mit JFET-OPV AD8066 . . . 100
6.5 Präzisionsgleichrichter . . . 102
6.6 Ausschnitt aus dem *PSpice*-Modell für das MEMS-System mit analoger Elektronik . . . 103
6.7 Ausschnitt aus dem *Simulink*-Modell zur Detektion der Umladeströme mit unterschiedlichen Varianten der Demodulation . . . 104
6.8 Vergleich unterschiedlicher Varianten der Demodulation . . . 105
6.9 Einfluss der Polarisationsspannung zwischen den Koppelelektroden auf das System-Verhalten . . . 105
6.10 Versuchsstand mit mechanischer Erregung . . . 106
6.11 Grundplatine mit analoger Elektronik auf einen Schwingerreger montiert und einzelne Chipträger . . . 107
6.12 Graphische Oberfläche der entwickelten Software . . . 108
6.13 Ausgangssignal nach I/U-Wandlung für eine mechanische Anregung mit $5\,\mathrm{m\,s^{-2}}$ . . . 108
6.14 Frequenzgang des Sensorsystems bei mechanischer Anregung mit $5\,\mathrm{m\,s^{-2}}$ . . . 109
6.15 Vergleich der Sensoren mit unterschiedlichen Koppelelektroden bei mechanischer Anregung mit $10\,\mathrm{m\,s^{-2}}$ . . . 110
6.16 Ausgangsspannung über Erregerbeschleunigung mit unterschiedlichen Signalformen für den Träger . . . 110
6.17 Bestimmung der Bandbreite des Gesamtsystems mit Chip F2-1 . . . 111
6.18 Gemessener Einfluss der Polarisationsspannung zwischen den Koppelelektroden auf die Bandbreite des FCOS . . . 112
6.19 FCOS im scannenden Modus zur Aufnahme des Spektrums einer Hydraulikpumpe . . . 112
6.20 Gleichzeitige Überwachung von fünf Frequenzlinien einer laufenden Hydraulikpumpe mit emulierter Fehlercharakteristik . . . 113

A.1 Mittlere freie Weglänge in Luft über die Temperatur . . . 120

C.1 Seite 1/2 - Mechanischer Teil . . . 123
C.2 Seite 2/2 - Elektrischer Teil . . . 124
C.3 Simulationsergebnisse für ausgewählte Testpunkte . . . 125

D.1 Versuchsstand mit mechanischer Erregung . . . 127

Tabellenverzeichnis

2.1 Typische Grenzwerte für die Einteilung verschiedener Maschinengruppen aus der internationalen Norm DIN ISO 10816 7
2.2 Beispiel für die modifizierte Einstufung der Grenzwerte 7
2.3 Gegenüberstellung der unterschiedlichen Ansätze zur Schwingungsüberwachung 14

4.1 Vergleich zwischen gemessener und berechneter Güte von Teststrukturen . 38
4.2 Elektrodenanordnungen der Elementarzellen und ihre Grundbeziehungen . 44
4.3 Differenzielle Elektroden für Anregung und Detektion 49
4.4 Vergleich unterschiedlicher Varianten der Koppelelektrode für einen differenziell aufgebauten Kamm bestehend aus 2x26 Elementarzellen 51
4.5 Koppelkoeffizienten für ein Elektrodensystem mit 12 differenziell angeordneten Kammelektroden 66
4.6 Werte für die mechanische Verstärkung mit $\omega_e = 2\pi \cdot 500\,\mathrm{Hz}$ 67
4.7 Entwurfsparameter des FCOS 70
4.8 Strukturparameter der Elementarzellen für unterschiedliche Elektroden . . 71
4.9 Strukturparameter der Dämpferelemente 71
4.10 Erste Eigenfrequenzen und Eigenschwingformen des Resonators 74
4.11 Wichtige Eigenfrequenzen und Eigenschwingformen des Breitbandschwingers 74

5.1 Vergleichsmessungen zwischen optischem und elektrostatischem Messverfahren 85
5.2 Mittelwert und Standardabweichung der Messungen für Wafer 11-187-1 . . 87

Thesen

1. Das frequenzselektive Detektionsprinzip eignet sich hervorragend, um direkt und mit geringem technischen Aufwand die spektrale Information mechanischer Schwingungen zu erfassen. Durch eine dem Sensor inhärente Filterung und Verstärkung können die mechanischen Schwingungen ohne nachfolgende Fourier-Transformation im Spektralbereich erfasst werden.

2. Das Prinzip des kraftgekoppelten Schwingsystems erschließt die resonante Schwingungsdetektion im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz und eignet sich zur Entwicklung eines kostengünstigen und energieeffizienten Sensorsystems für die permanente präventive Zustandsüberwachung.

3. Das aus der Informationstechnik bekannte Überlagerungsprinzip lässt sich in der mechanischen Domäne realisieren und für frequenzselektive Schwingungsmessungen nutzen. Durch die multiplikative Kraftkopplung von zwei Feder-Masse-Dämpfer (FMD)-Systemen mit unterschiedlichen mechanischen Eigenschaften wird die aufgenommene niederfrequente mechanische Schwingung in einen höheren Frequenzbereich umgesetzt und ebenda frequenzselektiv erfasst.

4. Die Abstimmung des mikromechanischen Sensors auf eine bestimmte Frequenz zur Detektion einer mechanischen Schwingung auf dieser Frequenz erfolgt durch eine Wechselspannung und führt dadurch zu einer einfachen Auswertung der spektralen Information.

5. Die BDRIE-Technologie ermöglicht die Fertigung von ineinander verschachtelten Siliziumstrukturen mit deutlich unterschiedlichen mechanischen Eigenschaften. Dadurch ist es möglich in einem Sensorsystem sowohl ein optimal gedämpftes als auch ein resonantes FMD-System herzustellen.

6. Die mechanische Verstärkung und die Selektivität des an Umgebungsdruck arbeitenden Resonators reicht aus, um die spektrale Information aufzulösen.

7. Die elektrostatische Kraft innerhalb der Koppelelektroden des Sensor-Aktuator-Systems führt zu einer Selbstaktuierung des Breitbandschwingers, wodurch sich die spektrale Auflösung des Sensorsystems verringern lässt.

8. Die fluidische Dämpfung mikromechanischer Strukturen lässt sich mit analytischen Gleichungen in gutem Maße abschätzen. Wird eine genauere Vorkenntnis der Dämpfung benötigt, muss ein Fluidik-Simulations-Werkzeug verwendet werden.

9. Durch die Differenzialanordnung der Koppelelektroden wird im Gegensatz zu einer nicht-differenziellen Anordnung keine Kraft auf der Trägerfrequenz generiert. Dies resultiert nicht nur in der doppelten Empfindlichkeit, sondern verbessert auch die Linearität des Sensorsystems im Bereich kleiner Frequenzen.

10. Die Out-Of-Plane Laser-Doppler-Vibrometrie ist ein geeignetes Messverfahren, um die Resonanzfrequenz und Bandbreite der In-Plane-Bewegung mikromechanischer Strukturen zu ermitteln.

11. Bei der Charakterisierung mikromechanischer FMD-Systeme mit einer ausgeprägten Resonanzüberhöhung eignet sich die *Lorentz*-Funktion sehr gut, um die Resonanzfrequenzen und zugehörigen Bandbreiten aus dem Imaginärteil der aufgenommenen Übertragungsfunktion zu bestimmen.